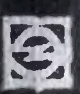
И. И. БЕЛОПОЛЬСКИЙ
Е. И. КАРЕТНИКОВА
Л. Г. ПИКАЛОВА

расчет трансформаторов и дросселей малой мощности



РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ



И. И. Белопольский,
Е. И. Каретникова,
Л. Г. Пикалова

РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Издание второе, переработанное и дополненное



● «ЭНЕРГИЯ» ● МОСКВА 1973

6Ф2.13
Б 43
УДК 621.314 21

Белопольский И. И. и др.

Б 43 Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1973.

400 с. с ил.

Перед загл. авт.: И. И. Белопольский, Е. И. Каретникова, Л. Г. Пикалова.

В книге рассмотрены основы теории, конструкции и методы расчета трансформаторов и дросселей малой мощности, применяемых в устройствах электропитания радиоаппаратуры.

Книга предназначена для инженерно-технических работников радиопромышленности и может быть использована студентами старших курсов втузов.

Б $\frac{0343\text{-}144}{051(01)\text{-}73}$ 239-73 6Ф2.13

ПРЕДИСЛОВИЕ

В различной радиотехнической и электронной аппаратуре находят широкое применение электромагнитные элементы типа трансформаторов и дросселей. Наиболее широко трансформаторы и дроссели применяются в схемах электрического питания радиотехнических устройств: выпрямителях, фильтрах, статических преобразователях, стабилизаторах и регуляторах напряжения и тока.

В связи с этим вопросам расчета, конструирования и изготовления маломощных трансформаторов и дросселей питания, занимающим основное место в общем балансе электромагнитных элементов, изготовляемых промышленностью, уделялось и уделяется большое внимание.

За 9 лет, прошедших с момента выхода в свет первого издания книги (1963 г.), теория и практика маломощного трансформаторостроения непрерывно развивались.

Значительное развитие за этот период получила теория тепловых расчетов трансформаторов и дросселей малой мощности. Широкое применение нашли статические преобразователи напряжения, использующие трансформаторы, работающие на повышенных частотах при прямоугольной форме питающего напряжения. Работы по оптимизации привели к разработке и к освоению в промышленности рядов магнитопроводов, учитывающих специфику различных областей, в которых применяются трансформаторы и дроссели малой мощности. Развитие электроизоляционной техники и появление новых материалов позволило почти полностью отказаться от тяжелых закрытых конструкций и перейти к малогабаритным и высоконадежным открытым и капсулированным конструкциям. Значительно расширилось применение новых марок обмоточных проводов круглого сечения и фольги.

В настоящем издании книги сделана попытка обобщить то новое, что разработано за последние годы

в области рационального расчета трансформаторов и дросселей малой мощности. В связи с этим книга подверглась существенной переработке.

В гл. 1, которая служит как бы введением к книге, рассмотрены основы теории и электрического расчета трансформаторов и дросселей. В гл. 2 рассмотрены основные конструкции и методика конструктивных расчетов трансформаторов и дросселей малой мощности. Глава 3 посвящена вопросам теории и методике тепловых расчетов трансформаторов и дросселей, основанной на методике электротепловых аналогий. В гл. 4 рассматриваются вопросы оптимального проектирования и оптимальной геометрии трансформаторов, а также принципы построения рядов магнитопроводов. Главы 5, 6 посвящены рассмотрению методов расчета трансформаторов питания, высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов, автотрансформаторов, трехфазных трансформаторов, выпрямительных трансформаторов и трансформаторов для статических преобразователей напряжения. Главы 7, 8, 9 посвящены вопросам расчета дросселей переменного тока, дросселей насыщения и сглаживающих дросселей. Все главы снабжены примерами расчетов. В приложениях приведены необходимые справочные материалы.

Главы 1, 2, 5, 6 (за исключением § 6-1) и девятая (за исключением § 9-4), а также § 4-1, 4-7, 7-1, 8-1 написаны И. И. Белопольским; гл. 3 и 4 (без § 4-1 и 4-7), а также § 9-4 написаны Е. И. Каретниковой; § 3-1 написан Е. И. Каретниковой и И. И. Белопольским совместно; гл. 8 (без § 8-1), § 6-1 и 7-6 написаны Л. Г. Пикаловой. Ею же составлены все приложения к книге; § 7-2—7-5 написаны по просьбе авторов Е. И. Гольдштейном.

Общая редакция книги выполнена И. И. Белопольским.

Авторы надеются, что книга окажется полезной инженерно-техническим работникам, занимающимся расчетом трансформаторов и дросселей для устройств электропитания радиоаппаратуры.

Авторы будут весьма признательны всем читателям, которые пришлют свои замечания по данной книге по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10, издательство «Энергия».

Авторы

Глава первая

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ

1-1. Основные определения. Классификация трансформаторов и дросселей

Статические электромагнитные устройства, используемые для преобразования электрической энергии и ее передачи из одних цепей в другие, называются *трансформаторами*. С помощью трансформаторов можно преобразовывать основные параметры электрической энергии в цепях переменного тока: напряжение, ток, частоту, число фаз и форму кривой. Каждое из преобразований обычно осуществляется одновременно с передачей энергии электромагнитным путем в другую электрическую цепь, не связанную непосредственно с той цепью, откуда эта энергия подводится. Однако передача энергии в трансформаторе возможна не только электромагнитным, но и комбинированным (электромагнитно-электрическим) путем. Такой тип трансформатора известен под названием *автотрансформатора*.

Трансформатор может быть использован также для передачи энергии электромагнитным путем без ее преобразования. Такой тип трансформатора, применяемый для изоляции одной электрической цепи от другой, называется *изолирующим*.

Следует отметить, что обычно в трансформаторах осуществляется одновременно преобразование не одного, а нескольких перечисленных выше параметров электрической энергии. Так, например, преобразование напряжения всегда происходит с изменением тока.

Дросселями называют статические электромагнитные устройства, используемые в электрических цепях в качестве индуктивных сопротивлений.

Различают несколько разновидностей дросселей. Основными из них являются *дроссели переменного тока,* называемые также индуктивными катушками, *сглаживающие дроссели* электрических фильтров и *дроссели насыщения*.

Дроссели могут использоваться как в цепях переменного тока (индуктивные катушки и дроссели насыщения), так и в цепях, в которых, кроме переменной, имеется и постоянная составляющая напряжения или тока (сглаживающие дроссели).

В дросселях и трансформаторах имеют место различные по своему характеру электромагнитные процессы. Основное различие между ними заключается в том, что магнитный поток в сердечнике трансформатора определяется приложенным напряжением и практически не зависит от тока нагрузки, в то время как магнитный поток в сердечнике дросселя определяется током нагрузки и практически не зависит от приложенного к цепи напряжения.

Электромагнитные процессы в сглаживающих дросселях насыщения существенно отличаются от аналогичных процессов в дросселях переменного тока наличием в их сердечниках как переменного, так и постоянного магнитного потока.

В основу классификации многочисленных разновидностей трансформаторов и дросселей могут быть положены разнообразные признаки, определяемые их электрическими параметрами и конструкцией.

Трансформаторы питания малой мощности обычно делятся:

а) по напряжению — на низковольтные, высоковольтные и высокопотенциальные;

б) по частоте питающей сети — на трансформаторы промышленной частоты (50 *гц*) и на трансформаторы повышенной частоты (400—10 000 *гц*);

в) по числу фаз — на однофазные, трехфазные, шестифазные и т. д.;

г) по коэффициенту трансформации — на повышающие и понижающие;

д) по числу обмоток — на двухобмоточные и на многообмоточные;

е) по виду связи между обмотками — на трансформаторы с электромагнитной связью (с изолированными обмотками) и на трансформаторы с электромагнитной и электрической связью, т. е. со связанными обмотками;

ж) по конструкции магнитопровода — на стержневые, броневые и кольцевые;

з) по конструкции обмотки — на катушечные, галетные и тороидальные;

и) по конструкции всего трансформатора — на открытые, капсулированные и закрытые;

к) по назначению — на выпрямительные, накальные, анодно-накальные и т. д.

Некоторые из перечисленных выше видов классификации трансформаторов (п. п. «а», «б», «ж», «з», «и») могут быть использованы и для классификации дросселей. Кроме того, дроссели разделяются:

а) по виду вольт-амперной характеристики — на линейные (ненасыщенные) и нелинейные (насыщенные);

б) по возможности изменения величины индуктивности — на регулируемые и нерегулируемые;

в) по виду регулировки — на дроссели, регулируемые путем изменения величины воздушного зазора или путем изменения тока подмагничивания;

г) по назначению — на балластные, токоограничивающие (реакторы), сглаживающие и регулирующие.

1-2. Принцип действия трансформатора. Векторные диаграммы. Метод приведения

Простейший трансформатор, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-1, состоит из замкнутого магнитопровода и двух обмоток. Одна из обмоток (первичная) подключается к источнику переменного напряжения; другая обмотка (вторичная) соединяется с нагрузкой.

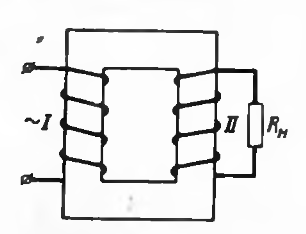


Рис. 1-1. Схема простейшего трансформатора.

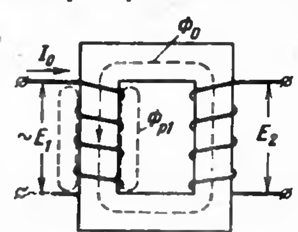


Рис. 1-2. Режим холостого хода трансформатора.

Рассмотрим вначале *режим холостого хода трансформатора,* т. е. такой режим, при котором вторичная обмотка отключена от нагрузки (рис. 1-2). Если первичную обмотку соединить с источником переменного напряжения U_1, то по этой обмотке будет проходить переменный

ток I_0, называемый *током холостого хода.* Этот ток создает переменный магнитный поток Φ_0, который, замыкаясь по магнитопроводу, пронизывает одновременно первичную и вторичную обмотки и индуктирует в них э. д. с. При синусоидальной форме кривой питающего напряжения действующие значения этих э. д. с. будут на основе закона электромагнитной индукции равны:

$$E_1 = 4kfw_1\Phi_{макс}10^{-8}, \ в; \qquad (1\text{-}1)$$

$$E_2 = 4kfw_2\Phi_{макс}10^{-8}, \ в, \qquad (1\text{-}2)$$

где k — коэффициент формы кривой напряжения (для синусоидальной кривой $k=1{,}11$); f — частота источника переменного напряжения, *гц*; w_1, w_2 — числа витков обмоток; $\Phi_{макс} = B_{макс} \, S_{ст}$ — амплитудное значение магнитного потока, равное произведению амплитудного значения магнитной индукции в сердечнике ($B_{макс}$*, *тл*) на его сечение ($S_{ст}$, *см*^{2}).

Из выражений (1-1) и (1-2) видно, что индуктируемые в обмотках э. д. с. прямо пропорциональны числам витков этих обмоток.

Разделив (1-1) на (1-2), получим:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = k_т, \qquad (1\text{-}3)$$

где $k_т$ — коэффициент трансформации.

Если пренебречь потерями энергии в первичной обмотке и в магнитопроводе, а также считать, что весь магнитный поток замыкается только по магнитопроводу, то э. д. с. E_1, индуктированная потоком Φ_0 в первичной обмотке, будет на основании закона Ленца противоположна по знаку приложенному напряжению U_1, а по абсолютной величине — равна ему, т. е.

$$U_1 = -E_1 \qquad (1\text{-}4)$$

Однако на практике нельзя пренебрегать потерями энергии и рассеянием магнитного потока.

В реальном трансформаторе ток холостого хода, кроме намагничивающей (реактивной) составляющей $I_{0р}$, создающей в сердечнике трансформатора магнитный поток Φ_0, содержит также и активную составляющую

---

* 1 *тл* = 10^4 *гс*.

этого тока I_{0a}, обусловленную потерями энергии в сердечнике. Поэтому

$$I_0 = I_{0a} + I_{0p}. \qquad (1\text{-}5)$$

Первичная обмотка реального трансформатора обладает активным сопротивлением r_1, на котором имеет место падение напряжения

$$I_0 r_1 = -E_{a1}, \qquad (1\text{-}6)$$

где $-E_{a1}$ — фиктивная э. д. с., компенсирующая падение напряжения в первичной обмотке.

При прохождении тока по первичной обмотке создается не только основной магнитный поток Φ_0, замыкающийся по магнитопроводу, но и магнитный поток рассеяния Φ_{p1}, замыкающийся в основном по воздуху (рис. 1-2). Этот поток индуктирует в первичной обмотке э. д. с. рассеяния

$$E_{p1} = -I_0 x_1, \qquad (1\text{-}7)$$

где x_1 — фиктивное сопротивление, называемое индуктивным сопротивлением рассеяния первичной обмотки.

На основании закона равновесия э. д. с. приложенное напряжение U_1 должно уравновешиваться геометрической суммой E_1, E_{a1} и E_{p1}, т. е.

$$U_1 + (E_1 + E_{a1} + E_{p1}) = 0. \qquad (1\text{-}8)$$

Подставив в (1-8) значения E_{a1} и E_{p1} из (1-6) и (1-7), получим:

$$U_1 = -E_1 + I_0 r_1 + I_0 x_1 = -E_1 + I_0 z_1, \qquad (1\text{-}9)$$

где $z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ — полное сопротивление первичной обмотки трансформатора.

На рис. 1-3, *а* приведена векторная диаграмма трансформатора, позволяющая уяснить взаимную связь между величинами его магнитных потоков, токов и э. д. с в режиме холостого хода.

Построение диаграммы удобно начинать с вектора магнитного потока Φ_0, откладываемого в произвольном направлении. Если поток Φ_0 меняется по синусоидальному закону, то индуктируемые им э. д. с. E_1 и E_2 отстают от него по фазе на 90°.

Реактивная составляющая тока холостого хода I_{0p} совпадает по направлению с создаваемым им потоком

Φ_0, а его активная составляющая I_{0a} опережает Φ_0 на 90°. Вектор I_0 строится согласно уравнению (1-5).

Угол между векторами I_0 и I_{0p} зависит от величины потерь в стали и называется поэтому углом потерь (α).

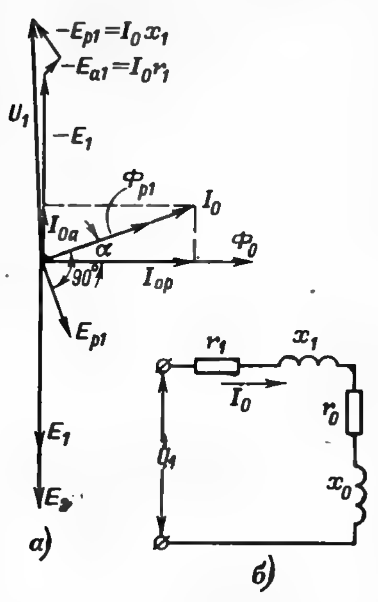


Рис. 1-3. Векторная диаграмма (а) и схема замещения (б) трансформатора при холостом ходе.

Вектор потока рассеяния Φ_{p1} совпадает по направлению с током I_0, а индуктируемая этим потоком э. д. с. рассеяния E_{p1} отстает от него на 90°. Вектор приложенного напряжения U_1 строится на основании уравнения (1-9).

Из векторной диаграммы рис. 1-3 видно, что в режиме холостого хода векторы э. д. с. E_1 и E_2 сдвинуты относительно приложенного напряжения U_1 на угол, близкий к 180°. Так как при холостом ходе падение напряжения в первичной обмотке обычно сравнительно невелико (за исключением трансформаторов на 50 *гц* весьма малой мощности), то векторы U_1 и E_1 лишь незначительно отличаются по величине друг от друга. В этом случае коэффициент трансформации можно приближенно определить как отношение напряжений обмоток при холостом ходе, т. е.

$$k_т \approx \frac{U_1}{U_2}. \qquad (1\text{-}10)$$

Вектор $-E_1$ в уравнении (1-9) можно представить в виде произведения тока I_0 на некоторое фиктивное сопротивление z_0. Так как ток I_0 отстает от напряжения $-E_1$ (рис. 1-3,*а*), причем угол между ними меньше 90°, сопротивление z_0 должно содержать как индуктивную (x_0), так и активную (r_0) составляющие.

Энергия, выделяемая в сопротивлениях x_0 и r_0, затрачивается на создание основного магнитного потока в сердечнике и на покрытие возникающих в нем активных потерь.

При указанной ранее замене $-E_1$ уравнение (1-9) преобразуется к виду.

$$U_1 = I_0 z_0 + I_0 z_1 = I_0(z_0 + z_1) \qquad (1\text{-}11)$$

и может быть реализовано в схеме замещения, приведенной на рис. 1-3, *б*.

В этой схеме сопротивление x_0 всегда намного больше сопротивления x_1, так как основной магнитный поток значительно больше потока рассеяния.

Рассмотрим теперь физические процессы, имеющие место в трансформаторе, работающем под нагрузкой активно-индуктивного характера.

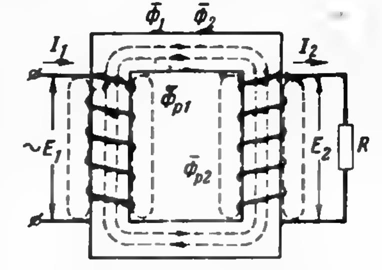


Рис. 1-4. Работа трансформатора под нагрузкой.

Если к первичной обмотке трансформатора подвести напряжение U_1, а вторичную обмотку соединить с нагрузкой, то в первичной и вторичной обмотках появятся токи I_1 и I_2 (рис. 1-4).

При протекании этих токов по обмоткам трансформатора в его магнитопроводе появляются магнитные потоки Φ_1 и Φ_2. Так как причиной появления потока Φ_2 является поток Φ_1, то оба потока на основании закона Ленца направлены встречно.

При увеличении тока нагрузки I_2 поток Φ_2 увеличивается, а суммарный магнитный поток в магнитопроводе ($\Phi_1 - \Phi_2$) уменьшается. Вследствие этого индуктированные суммарным потоком э. д. с. E_1 и E_2 уменьшаются. Уменьшение E_1 вызывает увеличение тока первичной обмотки I_1, так как величина последнего пропорциональна разности $U_1 - E_1$. При увеличении тока I_1 увеличивается поток, созданный первичной обмоткой Φ_1, а также суммарный магнитный поток $\Phi_1 - \Phi_2$.

Уменьшение E_2 уменьшает величину тока I_2 и потока Φ_2 и поэтому приводит к увеличению суммарного магнитного потока.

Таким образом, изменения суммарного магнитного потока, вызванные увеличением тока I_2, взаимно компенсируются, в результате чего суммарный поток остается практически неизменным.

Совершенно очевидно, что и при постепенном уменьшении тока I_2 от некоторого значения до нуля суммарный магнитный поток остается неизменным. Отсюда следует, что суммарный поток равен потоку при холостом ходе трансформатора, т. е.

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \Phi_0. \quad (1\text{-}12)$$

Величину тока I_1 можно найти на основании закона сохранения энергии. Если пренебречь потерями мощности в обмотках и в магнитопроводе, то мощность первичной обмотки равна мощности вторичной обмотки, т. е.

$$E_1 I_1 = E_2 I_2, \quad (1\text{-}13)$$

откуда

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1}. \quad (1\text{-}14)$$

Сравнивая (1-3) и (1-14), получаем:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{I_2}{I_1} = k_т, \quad (1\text{-}15)$$

откуда

$$I_1 = \frac{1}{k_т} I_2. \quad (1\text{-}16)$$

Ранее мы установили, что при различных значениях тока нагрузки магнитный поток в сердечнике трансформатора остается неизменным. Следовательно, не будет изменяться и магнитодвижущая сила (м. д. с.), создающая этот поток, что позволяет записать:

$$(Aw)_0 = (Aw)_н. \quad (1\text{-}17)$$

где $(Aw)_0$ — ампер-витки холостого хода ; $(Aw)_н$ — ампер-витки нагруженного трансформатора.

При холостом ходе м. д. с. равна:

$$(Aw)_0 = I_0 w_1. \quad (1\text{-}18)$$

Если трансформатор работает под нагрузкой, то на магнитопровод действует сумма м. д. с. первичной и вторичной обмоток, т. е.

$$(Aw)_н = I_1 w_1 + I_2 w_2. \quad (1\text{-}19)$$

Подставив в (1-17) значения $(Aw)_0$ и $(Aw)_н$ из (1-18) и (1-19), получим:

$$I_0 w_1 = I_1 w_1 + I_2 w_2. \qquad (1\text{-}20)$$

Уравнение (1-20) называется *уравнением равновесия магнитодвижущих сил.* Разделив правую и левую часть уравнения (1-20) на w_1, получим:

$$I_0 = I_1 + \frac{w_2}{w_1} I_2 = I_1 + \frac{1}{k_т} I_2. \qquad (1\text{-}21)$$

В нагруженном трансформаторе, кроме основного магнитного потока, замыкающегося по магнитопроводу, имеются потоки рассеяния $\Phi_{р1}$ и $\Phi_{р2}$, замыкающиеся в основном по воздуху (рис. 1-4). Эти потоки индуктируют в первичной и вторичной обмотках э. д. с. рассеяния:

$$E_{р1} = -I_1 x_1; \qquad (1\text{-}22)$$

$$E_{р2} = -I_2 x_2. \qquad (1\text{-}23)$$

Для замкнутого контура, образованного источником напряжения и первичной обмоткой трансформатора, по аналогии с (1-9) имеем:

$$U_1 = -E_1 + I_1 r_1 + I_1 x_1 = -E_1 + I_1 z_1. \qquad (1\text{-}24)$$

Вторичная обмотка трансформатора (являющаяся источником э. д. с. E_2) и нагрузка образуют второй замкнутый контур, для которого на основании закона равновесия э. д. с. имеем:

$$E_2 = U_2 - E_{а2} - E_{р2} = U_2 + I_2 r_2 + I_2 x_2 = U_2 + I_2 z_2, \qquad (1\text{-}25)$$

где $z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2}$ — полное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 1-5 приведена векторная диаграмма трансформатора, работающего при активно-индуктивной нагрузке.

Как и при построении векторной диаграммы холостого хода, вначале строят векторы Φ_0, E_1, E_2 и I_0. Затем строится вектор тока I_2, который откладывается в сторону отставания от вектора E_2 на угол ψ_2 (так как по условию нагрузка трансформатора имеет индуктивный характер). Дальнейшее построение диаграммы особых пояснений не требует, так как оно является лишь графической записью уравнений (1-21), (1-24) и (1-25).

Из диаграммы рис. 1-5 видно, что вектор приложенного напряжения U_1 сдвинут по отношению к вектору тока I_1 на угол φ_1 больший, чем угол сдвига φ_2 между напряжением на зажимах нагрузки U_2 и током I_2. Увеличение сдвига фаз при передаче энергии через трансформатор объясняется тем, что его обмотки обладают индуктивным сопротивлением. Из той же диаграммы видно, что токи I_1 и I_2 первичной и вторичной обмоток трансформатора сдвинуты по фазе на угол, близкий к 180°. Нетрудно также видеть, что с увеличением тока нагрузки I_2 напряжение U_2 на зажимах вторичной обмотки уменьшается.

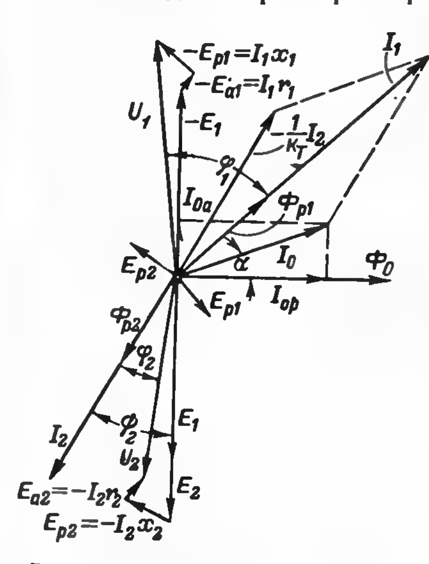


Рис. 1-5. Векторная диаграмма нагруженного трансформатора.

Увеличение угла φ_1 по сравнению с φ_2 объясняется тем, что обмотки трансформатора обладают активным и индуктивным сопротивлениями, вызывающими дополнительный сдвиг фаз между током и напряжением первичной обмотки трансформатора по сравнению со сдвигом фаз на зажимах нагрузки.

При расчете электрических схем с трансформаторами в некоторых случаях бывает необходимо определить активное, индуктивное и полное сопротивления трансформатора, а также ряд других его параметров. Это может быть сделано при помощи так называемого *метода приведения*.

Сущность этого метода заключается в том, что число витков одной из обмоток (например, вторичной) приравнивается к числу витков другой (например, первичной). При равенстве чисел витков обеих обмоток будут равны и их э. д. с., и поэтому электромагнитная связь между обмотками может быть заменена чисто электрической связью. При наличии электрической связи сопротивление трансформатора, например, может быть опре-

Из диаграммы рис. 1-5 видно, что вектор приложенного напряжения U_1 сдвинут по отношению к вектору тока I_1 на угол φ_1 больший, чем угол сдвига φ_2 между напряжением на зажимах нагрузки U_2 и током I_2. Увеличение сдвига фаз при передаче энергии через трансформатор объясняется тем, что его обмотки обладают индуктивным сопротивлением. Из той же диаграммы видно, что токи I_1 и I_2 первичной и вторичной обмоток трансформатора сдвинуты по фазе на угол, близкий к 180°. Нетрудно также видеть, что с увеличением тока нагрузки I_2 напряжение U_2 на зажимах вторичной обмотки уменьшается.

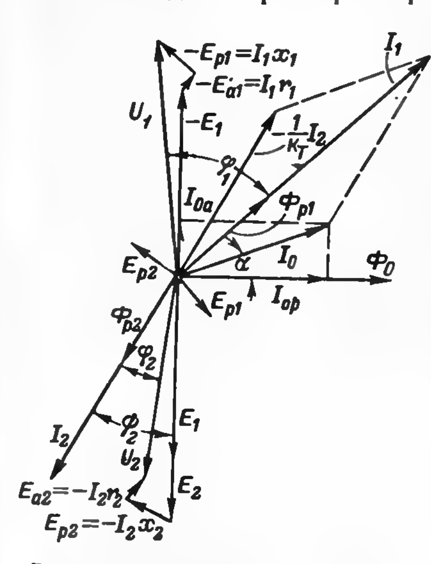


Рис. 1-5. Векторная диаграмма нагруженного трансформатора.

Увеличение угла φ_1 по сравнению с φ_2 объясняется тем, что обмотки трансформатора обладают активным и индуктивным сопротивлениями, вызывающими дополнительный сдвиг фаз между током и напряжением первичной обмотки трансформатора по сравнению со сдвигом фаз на зажимах нагрузки.

При расчете электрических схем с трансформаторами в некоторых случаях бывает необходимо определить активное, индуктивное и полное сопротивления трансформатора, а также ряд других его параметров. Это может быть сделано при помощи так называемого *метода приведения.*

Сущность этого метода заключается в том, что число витков одной из обмоток (например, вторичной) приравнивается к числу витков другой (например, первичной). При равенстве чисел витков обеих обмоток будут равны и их э. д. с., и поэтому электромагнитная связь между обмотками может быть заменена чисто электрической связью. При наличии электрической связи сопротивление трансформатора, например, может быть опре-

делено как сумма сопротивления одной из обмоток и приведенного к ней сопротивления другой обмотки.

Обозначим приведенное значение э. д. с. вторичной обмотки через E'_2; тогда

$$E'_2 = E_1. \tag{1-26}$$

Пользуясь выражениями (1-3) и (1-26), получаем:

$$E'_2 = k_т E_2. \tag{1-27}$$

Приведенный ток вторичной обмотки определяем из условия, по которому мощность трансформатора при приведении остается неизменной, т. е.

$$E'_2 I'_2 = E_2 I_2. \tag{1-28}$$

Пользуясь выражениями (1-27) и (1-28), находим:

$$I'_2 = \frac{E_2}{E_1} I_2 = \frac{1}{k_т} I_2. \tag{1-29}$$

Приведенное активное сопротивление вторичной обмотки определяется из условия, по которому потери в ней при приведении остаются неизменными, т. е.

$$I_2^2 r_2 = (I'_2)^2 r'_2. \tag{1-30}$$

Пользуясь выражениями (1-29) и (1-30), находим:

$$r'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 r_2 = k_т^2 r_2. \tag{1-31}$$

Приведенное индуктивное сопротивление вторичной обмотки определяется из условия, по которому сдвиг по фазе между током и напряжением в этой обмотке остается неизменным, т. е.

$$\frac{x_2}{r_2} = \frac{x'_2}{r'_2}. \tag{1-32}$$

Пользуясь выражениями (1-31) и (1-32), находим:

$$x'_2 = \frac{r'_2}{r_2} x_2 = k_т^2 x_2. \tag{1-33}$$

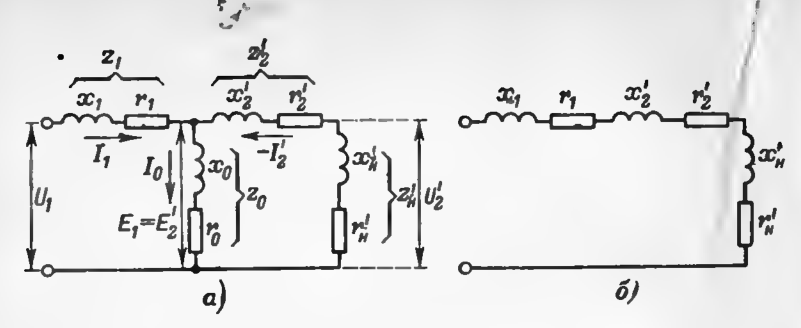


Рис. 1-6. Схема замещения трансформатора.
а — полная; *б* — при малых величинах тока холостого хода.

На основании выведенных выше формул могут быть определены:

активное сопротивление трансформатора

$$r_{тр}=r_1+r'_2=r_1+k_т^2 r_2; \qquad (1\text{-}34)$$

индуктивное сопротивление трансформатора

$$x_{тр}=x_1+x'_2=x_1+k_т^2 x_2; \qquad (1\text{-}35)$$

полное сопротивление трансформатора

$$z_{тр}=\sqrt{r_{тр}^2+x_{тр}^2}. \qquad (1\text{-}36)$$

Использование метода приведения позволяет построить схему замещения для нагруженного трансформатора. Для приведенных величин система уравнений (1-21), (1-24) и (1-25) с учетом (1-11) принимает вид:

$$I_0=I_1+I'_2; \qquad (1\text{-}37)$$

$$U_1=I_0 z_0+I_1 z_1; \qquad (1\text{-}38)$$

$$-I_0 z_0=U'_2+I'_2 z'_2. \qquad (1\text{-}39)$$

Решая совместно эти уравнения относительно тока I_1, получаем:

$$U_1=I_1\left[z_1+\frac{z_0(z'_н+z'_2)}{z_0+z'_н+z'_2}\right]=I_1 z_э, \qquad (1\text{-}40)$$

где $z'_н$ — приведенное сопротивление нагрузки, определяемое из соотношения

$$U'_2 = I'_2 z'_н. \quad (1\text{-}41)$$

Структура выражения, стоящего в квадратных скобках, показывает, что эквивалентное трансформатору сопротивление $z_э$ можно рассматривать как сопротивление цепи, схема которой приведена на рис. 1-6,*а*. Эта схема и называется *схемой замещения трансформатора*.

При малых величинах тока холостого хода I_0 схема замещения может быть упрощена. В этом случае $I_1 \approx \approx -I'_2$ и схема замещения принимает вид, изображенный на рис. 1-6,*б*.

1-3. Параметры трансформаторов

Одним из наиболее важных параметров трансформатора является его мощность. Различают электромагнитную, полезную, расчетную и типовую мощности трансформатора.

Электромагнитной мощностью трансформатора называется мощность, передаваемая из первичной обмотки во вторичную электромагнитным путем; она равна произведению действующих значений э. д. с. этой обмотки на величину тока нагрузки, т. е.

$$S_{эм} = E_2 I_2, \ ва. \quad (1\text{-}42)$$

Полезной или *отдаваемой мощностью* трансформатора называется произведение действующего напряжения на зажимах вторичной обмотки на величину ее нагрузочного тока, т. е.

$$S_2^* = U_2 I_2, \ ва. \quad (1\text{-}43)$$

Расчетной мощностью трансформатора называется произведение действующего значения тока, протекающего по обмотке, на величину напряжения на ее зажимах. Эта мощность характеризует собой габаритные размеры обмотки, так как число витков обмотки определяется напряжением на ее зажимах, а сечение прово-

* При активной нагрузке трансформатора вся мощность, отдаваемая в нагрузку, является активной; в этом случае ее обозначают P_2.

да — действующим током. Расчетная мощность первичной обмотки равна произведению напряжения на ее зажимах и тока, потребляемого трансформатором от источника (сети), т. е.

$$S_1 = U_1 I_1, \ ва, \qquad (1\text{-}44)$$

В том случае, когда трансформатор работает на чисто активную нагрузку, отдаваемая им мощность равна расчетной мощности вторичной обмотки и может быть найдена по формуле (1-43). В трансформаторах же, работающих на выпрямительные схемы, кривые токов первичной и вторичной обмоток являются, как правило, несинусоидальными. Кроме того, в некоторых схемах выпрямления через вторичную обмотку протекает постоянная составляющая выпрямленного тока, в результате чего значительно возрастает намагничивающий ток трансформатора. Поэтому в выпрямительных трансформаторах малой мощности расчетные мощности обмоток всегда больше, чем величина активной мощности, отдаваемой нагрузке [Л. 1, 2].

Типовой или *габаритной мощностью* называется мощность, определяющая размеры трансформатора. Ее величину находят по формуле

$$S_{тип} = \frac{1}{2}(S_1 + S_2 + S_3 + \ldots), \qquad (1\text{-}45)$$

где S_1, S_2, S_3 ... — расчетные мощности обмоток трансформатора.

В процессе работы трансформатора в его магнитопроводе и в обмотках затрачивается некоторая часть подводимой к нему энергии, и поэтому мощность, потребляемая трансформатором из сети, всегда больше мощности, отдаваемой нагрузке.

Потери в магнитопроводе (потери в стали) складываются из потерь на гистерезис при циклическом перемагничивании стали и потерь на вихревые токи в сердечнике. Обычно эти потери не разделяют, а определяют их совместно, пользуясь при этом экспериментально установленными зависимостями между индукцией и удельными потерями в стали. Так как при равномерном распределении индукции по сечению магнитопровода потери в единице объема однозначно определяются величиной индукции, то указанную выше зависимость вы-

ражают в форме потерь на единицу массы стали (обычно на 1 *кг*) при заданной индукции. Полные потери в стали могут быть определены по приближенной формуле, справедливой в пределах рабочего участка кривой намагничивания:

$$P_{ст}=k_p p_1 B^2_{макс} G_{ст},\ вт, \qquad (1\text{-}46)$$

где k_p — коэффициент размерности, 1/*тл*²; p_1 — удельные потери в стали выбранной марки при индукции $B_{макс}=1$ *тл* и заданной частоте питающей сети, *вт/кг*; $G_{ст}$ — масса магнитопровода, *кг*.

Потери в обмотках (потери в меди) обусловлены активным сопротивлением проводов. Величина потерь в меди каждой обмотки может быть определена по формуле

$$P_м=I^2r=(\delta s_{пр})^2\frac{\rho_м l_{пр}}{s_{пр}}10^4,\ вт, \qquad (1\text{-}47)$$

где δ — плотность тока в обмотке, *а/мм*²; $s_{пр}$ — сечение провода, *см*²; $l_{пр}$ — длина провода, *см*; $\rho_м$ — удельиое сопротивление медного провода, *ом·см*.

Заменяя в (1-47) произведение $s_{пр}l_{пр}$ его значением из

$$G_м=\gamma_м s_{пр}l_{пр},\ г, \qquad (1\text{-}48)$$

где $G_м$ — масса провода обмотки, *г*; $\gamma_м$ — плотность меди, *г/см*³, получаем:

$$P_м=\frac{\rho_м}{\gamma_м}\delta^2_м G_м\cdot 10^4,\ вт. \qquad (1\text{-}49)$$

Если плотность тока в обеих обмотках одинакова, то суммарные потери в них могут быть найдены по формуле (1-49), где $G_м$ — общая масса меди обеих обмоток.

Коэффициентом полезного действия (к. п. д.) называется отношение полезной активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной мощности, потребляемой трансформатором из сети, т. е.

$$\eta=\frac{P_2}{P_2+P_{ст}+P_м}. \qquad (1\text{-}50)$$

Важными параметрами трансформатора являются падение напряжения в обмотках и ток холостого хода.

Падение напряжения в обмотках трансформатора складывается из падений напряжения в активном и

реактивном сопротивлениях первичной и вторичной обмоток. Его принято выражать в процентах от номинального напряжения первичной обмотки.

Активная составляющая падения напряжения, если пренебречь током холостого хода, может быть определена из выражения

$$U_а \approx (r_1 + r'_2) I_1 = r_{тр} I_1, \ в, \quad (1\text{-}51)$$

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки; r'_2 — активное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной; $r_{тр}$ — полное активное сопротивление трансформатора, приведенное к первичной обмотке.

Величина активной составляющей падения напряжения, выраженная в процентах, равна:

$$U_а = \frac{U_а}{U_1} 100 = \frac{I_1^2 (r_1 + r'_2)}{U_1 I_1} 100 = \frac{P_м}{S_1} 100, \ \%. \quad (1\text{-}52)$$

Реактивная составляющая падения напряжения может быть определена из выражения

$$U_р \approx (x_1 + x'_2) I_1 = x_{тр} I_1, \ в, \quad (1\text{-}53)$$

где x_1 — индуктивное сопротивление первичной обмотки; x'_2 — индуктивное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной; $x_{тр}$ — полное индуктивное сопротивление трансформатора, приведенное к первичной обмотке.

Величина реактивной составляющей падения напряжения, выраженная в процентах, равна:

$$U_р = \frac{U_р}{U_1} 100, \ \%. \quad (1\text{-}54)$$

Напряжением короткого замыкания называют падение напряжения в обмотках трансформатора при номинальном токе нагрузки, выраженное в процентах от номинального напряжения первичной обмотки:

$$u_к = \sqrt{U_а^2 + U_р^2}. \quad (1\text{-}55)$$

Действительно, если замкнуть вторичную обмотку трансформатора накоротко и установить в первичной и вторичной обмотках ток, равный номинальному, то напряжение, приложенное к первичной обмотке трансфор-

матора, будет равно полному падению напряжения в его обмотках.

В условиях реальной нагрузки падение напряжения в обмотках трансформатора зависит от коэффициента мощности ($\cos\varphi$) и величины нагрузки.

Его величина может быть найдена из векторной диаграммы рис. 1-5 методом, изложенным в [Л. 3].

Обозначив

$$\Delta U = \frac{U_1 - U'_2}{U_1} 100, \ \% \qquad (1\text{-}56)$$

и

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2н}} = \frac{I_1}{I_{1н}}, \qquad (1\text{-}57)$$

получим:

$$\Delta U \approx \beta (U_{a1} \cos\varphi_1 + U_{a2} \cos\varphi_2 + U_{p1} \sin\varphi_1 + U_{p2} \sin\varphi_2), \ \%, \qquad (1\text{-}58а)$$

где U_{a1}, U_{a2}, U_{p1} и U_{p2} — выраженные в процентах падения напряжения соответственно в активном и индуктивном сопротивлениях первичной и вторичной обмоток; φ_1, φ_2 — углы сдвига фаз между токами и напряжениями первичной и вторичной обмоток.

Падение напряжения в трансформаторе может быть приближенно выражено через полные падения напряжения в обеих обмотках

$$\Delta U \approx U_a \cos\varphi_2 + U_p \sin\varphi_2 + \frac{(U_p \cos\varphi_2 - U_a \sin\varphi_2)^2}{200}, \ \%. \qquad (1\text{-}58б)$$

Ток холостого хода трансформатора складывается из двух составляющих — активной и реактивной (намагничивающей). Его принято выражать в процентах от номинального тока первичной обмотки.

Активная составляющая тока холостого хода может быть определена из выражения

$$I_{0a} = \frac{P_{ст}}{U_1}, \ a, \qquad (1\text{-}59)$$

где $P_{ст}$ — полные потери в стали, определенные из (1-46).

Величина активной составляющей, выраженная в процентах, равна:

$$I_{0a} = \frac{I_{0a}}{I_1} 100 = \frac{P_{ст}}{S_1} 100, \ \%. \qquad (1\text{-}60)$$

Реактивная составляющая тока холостого хода находится по формуле

$$I_{op} = \frac{Q_{ст}}{U_1} \qquad (1\text{-}61а)$$

или

$$I_{op} = \frac{Hl_{ст}}{w_1}, \qquad (1\text{-}61б)$$

где $Q_{ст}$ — намагничивающая мощность, т. е. мощность, необходимая для создания в магнитопроводе трансформатора заданного значения магнитной индукции; H — напряженность переменного магнитного поля; $l_{ст}$ — длина пути магнитного потока в магнитопроводе.

Намагничивающая мощность складывается из мощности, необходимой для создания магнитной индукции в стали и в воздушных зазорах магнитопровода.

При проектировании небольших трансформаторов намагничивающую мощность обычно не разделяют, а определяют ее при помощи экспериментальных зависимостей между индукцией и удельной намагничивающей мощностью всего магнитопровода в целом.

Полная намагничивающая мощность может быть определена по формуле

$$Q_{ст} = q_{ст} G_{ст},\ ва, \qquad (1\text{-}62)$$

где $q_{ст}$ — полная удельная намагничивающая мощность, *ва/кг*.

Величина реактивной составляющей тока холостого хода, выраженная в процентах, равна:

$$I_{op} = \frac{I_{op}}{I_1} 100 = \frac{Q_{ст}}{S_1} 100,\ \%. \qquad (1\text{-}63)$$

Ток холостого хода, выраженный в процентах от номинального тока первичной обмотки, может быть определен из выражения

$$I_0 = \sqrt{I_{oa}^2 + I_{op}^2},\ \%. \qquad (1\text{-}64)$$

Коэффициент мощности трансформатора можно найти, зная активную мощность и полную (кажущуюся) мощность, потребляемую трансформатором из сети, по формуле

$$\cos\varphi_{тр} = \frac{P_2 + P_{ст} + P_м}{S_1}. \qquad (1\text{-}65)$$

Выражение (1-65) верно лишь при активной нагрузке трансформатора. При активно-индуктивной нагрузке под P_2 следует понимать лишь активную составляющую отдаваемой трансформатором мощности.

О качестве трансформатора можно судить по его *энергетическому коэффициенту* ($\eta \cos \varphi_{тр}$), представляющему собой отношение активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к полной (кажущейся) мощности, потребляемой им из сети,

$$\eta \cos \varphi_{тр} = \frac{P_2}{S_1}. \tag{1-66}$$

1-4. Специальные типы трансформаторов

В предыдущих параграфах были рассмотрены общие свойства однофазных двухобмоточных трансформаторов, предназначенных для преобразования переменного напряжения и тока. Однако на практике находят применение различные типы трансформаторов, обладающие рядом особенностей как по электромагнитным процессам, так и по конструктивному выполнению.

Многообмоточные трансформаторы, т. е. трансформаторы с одной первичной и несколькими вторичными обмотками, применяют в радиотехнических схемах для получения от одного трансформатора нескольких напряжений.

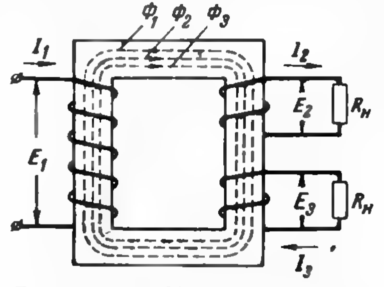


Рис. 1-7. Многообмоточный трансформатор.

Рассмотрим работу трансформатора с двумя вторичными обмотками (рис. 1-7). Так как магнитный поток Φ_0, созданный в сердечнике при подключении первичной обмотки к источнику переменного напряжения, пронизывает первичную и обе вторичные обмотки, то индуктированная в них э. д. с. прямо пропорциональна числу витков этих обмоток. Таким образом, в режиме холостого хода работа многообмоточного трансформатора ничем не отличается от работы трансформатора с одной вторичной обмоткой.

Если теперь нагрузить вторичные обмотки, то в каждой из них установятся токи I_2 и I_3, а в магнито-

проводе возникнет поток $\Phi_2+\Phi_3$, противоположный потоку Φ_1, созданному током первичной обмотки. Повторив приведенные в § 1-2 рассуждения, найдем, что при этом в первичной обмотке появится ток, величина которого на основании (1-16) равна:

$$I_1=\frac{1}{(k_т)_2}I_2+\frac{1}{(k_т)_3}I_3=I'_2+I'_3. \qquad (1\text{-}67)$$

В этом уравнении I'_2 и I'_3 — составляющие тока первичной обмотки, обусловленные токами второй и третьей обмоток; $(k_т)_2$ и $(k_т)_3$ — коэффициенты трансформации для второй и третьей обмоток.

При появлении в первичной обмотке тока I_1 магнитный поток $\Phi_2+\Phi_3$ будет скомпенсирован за счет увеличения потока Φ_1 и поэтому суммарный магнитный поток в сердечнике останется неизменным.

Если не учитывать потери в сердечнике и обмотках, то мощность первичной обмотки многообмоточного трансформатора можно считать равной сумме мощностей его вторичных обмоток.

Следует отметить характерное для многообмоточных трансформаторов взаимное влияние вторичных обмоток. При изменении тока в одной из вторичных обмоток меняются ток и падение напряжения в первичной обмотке, в результате чего напряжение на зажимах остальных обмоток также изменится. Указанное обстоятельство следует иметь в виду при питании от одного трансформатора нескольких нагрузок различного характера.

В радиотехнических установках малой мощности все чаще используются выпрямительные схемы, питающиеся от сети переменного трехфазного тока. В этом случае применяются трехфазные трансформаторы, преобразующие напряжение сети в трехфазное напряжение требуемой величины.

Преобразование трехфазного напряжения можно производить либо при помощи трех однофазных трансформаторов с отдельными магнитопроводами (рис. 1-8), либо при помощи одного трехфазного трансформатора с общим для всех фаз сердечником (рис. 1-9).

В схеме рис. 1-8 к зажимам первичной обмотки каждого однофазного трансформатора приложено фазное напряжение трехфазной сети переменного тока. В симметричной трехфазной сети фазовые напряжения сдвинуты один относительно другого на $1/3$ периода. По-

этому при полной симметрии трансформаторов все напряжения, индуктируемые во вторичных обмотках, будут сдвинуты по фазе также на $^1/_3$ периода и образуют симметричную трехфазную систему.

Каждый из трансформаторов схемы рис. 1-8 работает в таких же условиях, как и обычный однофазный

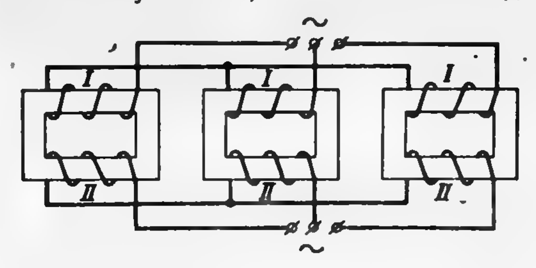


Рис. 1-8. Трехфазная группа из трех однофазных трансформаторов.

трансформатор. Поэтому физические процессы в этих трансформаторах ничем не отличаются от рассмотренных ранее.

Первичные и вторичные обмотки трех однофазных трансформаторов могут соединяться как в звезду, так и в треугольник; возможны также различные комбинации этих соединений (например, звезда — треугольник или треугольник — звезда).

В трехфазном трансформаторе с одним общим магнитопроводом (рис. 1-9) геометрическая сумма магнитных потоков в отдельных его стержнях в любой момент времени равна нулю. В связи с этим отпадает необходимость в специальных участках магнитопровода, предназначенных лишь для замыкания магнитной цепи каждой фазы. Магнитный поток любой из фаз может замыкаться через стержни, на которых расположены обмотки двух остальных фаз. Указанное обстоятельство является большим достоинством конструкции, показанной на рис. 1-9, так как позволяет уменьшить общую массу магнитопровода. Ее недостатком является то, что магнитные сопротивления средней и крайней фаз отли-

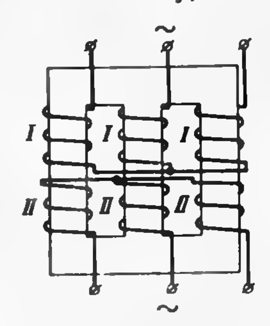


Рис. 1-9. Трехфазный трансформатор.

чаются одно от другого из-за различной длины путей магнитных потоков в этих фазах. Неравенство (асимметрия) магнитных сопротивлений приводит к неравенству намагничивающих потоков и э. д. с. на зажимах вторичных обмоток крайних и средней фаз. Для уменьшения указанной асимметрии увеличивают длину стержней и сечение замыкающих частей магнитопровода (ярм). С помощью этих мер удается довести степень

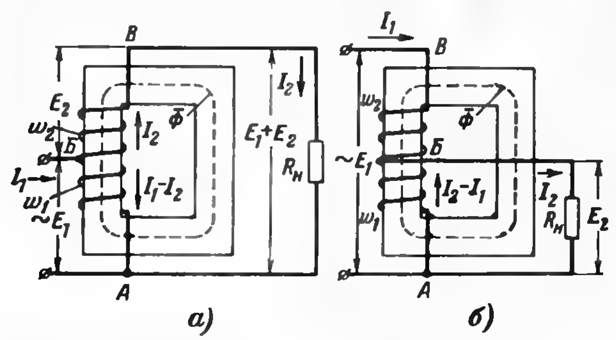


Рис. 1-10. Повышающий (*а*) и понижающий (*б*) автотрансформаторы.

асимметрии до 0,5—1,0%. Указанный ранее недостаток этой конструкции не имеет особого значения для мощных силовых трансформаторов, питающих распределительные сети. Асимметрия вторичных напряжений маломощного трехфазного трансформатора, работающего на выпрямительную схему, создает дополнительную переменную составляющую выпрямленного напряжения, частота которой ниже основной частоты пульсаций [Л. 2].

Иногда возникает необходимость в сравнительно небольшом изменении вторичного напряжения. В этих случаях используются трансформаторы, включенные по одной из схем, приведенных на рис. 1-10 и известных под названием автотрансформаторов.

Рассмотрим вначале схему повышающего автотрансформатора (рис. 1-10,*а*). При подключении обмотки *АБ* к сети переменного напряжения в сердечнике трансформатора возникает переменный магнитный поток *Ф*, который индуктирует в обеих частях обмотки э. д. с. E_1 и E_2. Так как обмотки *АБ* и *БВ* включены последовательно, то э. д. с. между точками *А* и *В* будет равна сумме э. д. с. обеих частей обмотки (E_1+E_2).

При подключении нагрузки к точкам A и B от сети будет потребляться ток I_1, а через нагрузку потечет ток I_2. Как видно из схемы на рис. 1-10,*а*, в обмотке *АБ*, являющейся общей для первичной и вторичной цепей, протекает ток $I_1 - I_2$; по обмотке *БВ* течет ток I_2.

Сравнивая выражения для отдаваемой мощности (1-43) и для электромагнитной мощности (1-42), мы видим, что мощность, потребляемая нагрузкой, больше, чем электромагнитная мощность. Поэтому часть мощности, равная

$$S_2 - S_{эм} = U_2 I_2 - (U_2 - U_1) I_2 = U_1 I_2 = S_{эл}, \qquad (1\text{-}68)$$

передается в нагрузку за счет непосредственной электрической связи между обмотками.

Заменяя в (1-68) I_2 его выражением из (1-16), получаем:

$$S_{эл} = U_1 I_1 k_т, \ ва. \qquad (1\text{-}69)$$

Рассмотрим теперь схему понижающего автотрансформатора, изображенную на рис. 1-10,*б*. При холостом ходе в обмотке *АВ* индуктируется э. д. с. E_1; э. д. с. E_2, индуктируемая в обмотке *АБ*, может быть определена из (1-3). Обозначим, как и в предыдущей схеме, токи, потребляемые из сети и отдаваемые в нагрузку I_1 и I_2. Тогда по обмотке *АБ*, являющейся общей для первичной и вторичной цепей, потечет ток $I_2 - I_1$.

Так как ток I_1 передается во вторичную цепь электрическим путем, не претерпевая процесса трансформации, то электрическая мощность, передаваемая нагрузке, равна:

$$S_{эл} = I_1 U_2 = \frac{1}{k_т} I_2 U_2, \ ва. \qquad (1\text{-}70)$$

Сравнивая (1-43) и (1-70), видим, что мощность, потребляемая нагрузкой, больше, чем электрическая мощность. Следовательно, часть мощности, равная

$$S_2 - S_{эл} = U_2 I_2 - \frac{1}{k_т} U_2 I_2 = U_2 I_2 \left(1 - \frac{1}{k_т}\right) = S_{эм}, \qquad (1\text{-}71)$$

передается в нагрузку электромагнитным путем.

Таким образом, как в повышающем, так и в понижающем автотрансформаторах передача энергии от ее источника нагрузке происходит комбинированным (электромагнитным и электрическим) путем. В этом за-

ключается основное отличие автотрансформатора от обычного трансформатора.

Из выражений (1-69) и (1-71) следует, что электромагнитная мощность уменьшается при приближении $k_т$ к единице. В пределе при $k_т=1$ вся мощность передается в нагрузку электрическим путем. Автотрансформаторы применяются лишь при небольших коэффициентах трансформации ($k_т=0{,}5\div2$).

Недостатком автотрансформаторов является наличие электрической связи между сетью и нагрузкой, что в некоторых случаях является нежелательным и ограничивает их применение.

Трансформаторы для преобразования числа фаз находят широкое применение в выпрямительных схемах, используемых для питания радиотехнических устройств. Увеличение числа фаз позволяет уменьшить коэффициент пульсации выпрямленного напряжения.

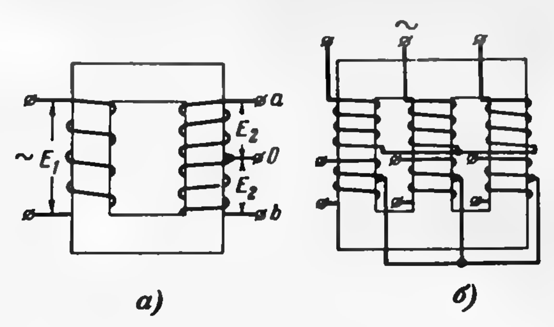


Рис. 1-11. Трансформаторы для преобразования числа фаз.

а — однофазного напряжения в трехфазное; *б* — трехфазного напряжения в шестифазное.

На рис. 1-11 приведены схемы трансформаторов, позволяющие осуществить преобразование однофазного напряжения в двухфазное и трехфазное — в шестифазное.

В схеме рис. 1-11,*а* трансформатор имеет две обмотки: первичную, подключенную к источнику однофазного напряжения, и вторичную, состоящую из двух частей с равным числом витков. На зажимах каждой половины вторичной обмотки индуктируются э. д. с., равные по абсолютной величине и противоположные по знаку, т. е. сдвинутые по фазе на 180°. Действительно, в любой

произвольно выбранный момент времени потенциалы точек a и b вторичной обмотки относительно ее середины равны по величине и противоположны по знаку.

В схеме рис. 1-11,*б* каждая из трех вторичных обмоток трансформатора состоит из двух равных частей; все средние точки обмоток объединены в одну общую (нулевую) точку. При сравнении двух схем, приведенных на рис. 1-11, видно, что схема рис. 1-11,*б* представляет собой комбинацию трех схем рис. 1-11,*а*. Поэтому при питании трансформатора от сети переменного трехфазного тока можно получить шесть напряжений, равных по величине и сдвинутых по фазе на 60°.

Кроме рассмотренных ранее схем, позволяющих получить удвоение числа фаз, существует большое количество других схем с трансформаторами обеспечивающих получение симметричных многофазных систем с любыми углами сдвига фаз [Л. 4].

Основной особенностью *трансформаторов, предназначенных для питания выпрямителей,* является включение в их вторичную цепь электрических вентилей, пропускающих переменный ток только в одном направлении. Включение вентилей оказывает существенное влияние на режим работы трансформатора и физические процессы в нем, так как приводит к искажению формы кривой тока в первичной и вторичной обмотках, а в некоторых схемах выпрямления — к появлению в сердечнике трансформатора магнитного потока, неизменного по направлению и величине.

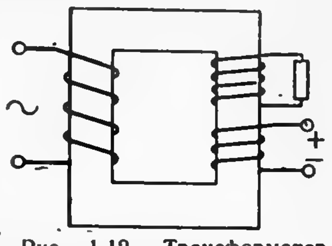


Рис. 1-12. Трансформатор с подмагничиванием.

Для выяснения влияния постоянного магнитного потока на работу трансформатора рассмотрим схему, приведенную на рис. 1-12. Эта схема отличается от схемы обычного трансформатора наличием дополнительной обмотки, подключенной к источнику постоянного напряжения. Поэтому в сердечнике трансформатора, кроме переменного магнитного потока, создается поток, неизменный по направлению и величине, называемый постоянным подмагничивающим потоком.

На рис. 1-13,*а* приведены кривые изменения переменного магнитного потока и намагничивающего тока

в трансформаторе, работающем без подмагничивания постоянным током при учете явления гистерезиса. На рис. 1-13,*б* приведены подобные кривые для трансформатора, работающего с подмагничиванием при том же значении амплитуды переменного магнитного потока, что и в предыдущем случае.

При сравнении петель перемагничивания и кривых намагничивающего тока, изображенных на рис. 1-13,*а*

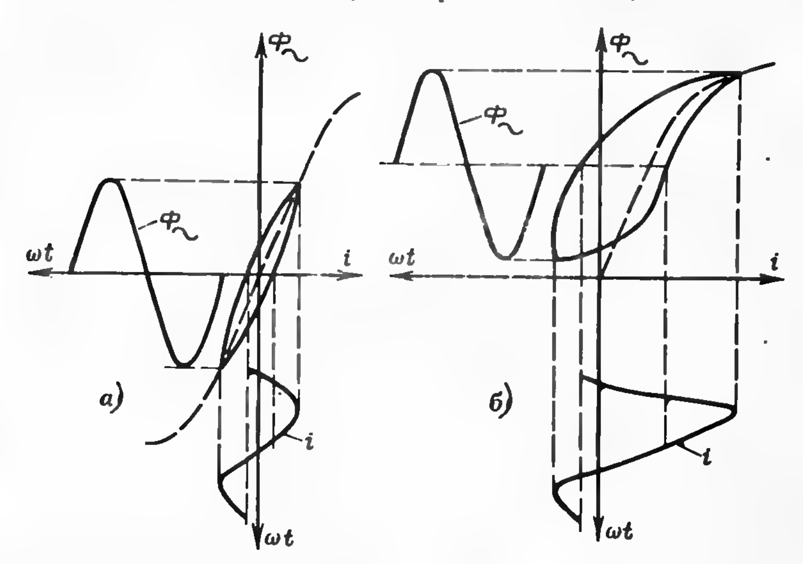


Рис. 1-13. Петли перемагничивания и кривые намагничивающего тока при отсутствии (*а*) и наличии (*б*) подмагничивания.

и *б*, можно установить, что потери в сердечнике, характеризуемые площадью петли перемагничивания, и действующее значение намагничивающего тока при подмагничивании сердечника значительно возрастают.

Описанное явление подмагничивания сердечника постоянным магнитным потоком возникает при включении вентиля последовательно с вторичной обмоткой трансформатора. Рассмотрим простейшую (однополупериодную) схему выпрямления, представленную на рис. 1-14,*а*. В этом случае ток i_2, протекающий по вторичной обмотке трансформатора, приобретает пульсирующий характер (рис. 1-14,*б*). Постоянная составляющая тока i_2 создает в магнитопроводе поток неизменного направле-

ния. Присутствие этого потока увеличивает намагничивающий ток, ток и потери в первичной обмотке, а также уменьшает коэффициент мощности трансформатора.

Определим форму кривой тока в первичной обмотке трансформатора схемы рис. 1-14. Для упрощения предположим, что ток холостого хода трансформатора равен нулю. В этом случае на основании (1-20) можно написать:

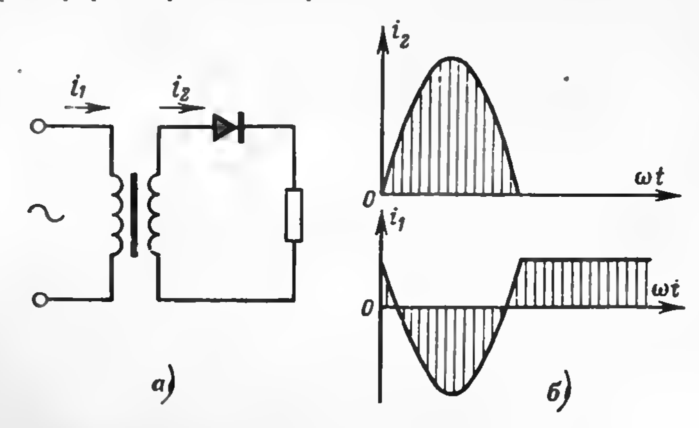


Рис. 1-14. К особенностям работы трансформатора в схеме выпрямления.

а — схема включения трансформатора на вентильную нагрузку; б — кривые токов в обмотках трансформатора.

$$I_1 w_1 + I_2 w_2 \approx 0. \qquad (1\text{-}72)$$

Уравнение (1-72) верно и для мгновенных значений токов. Поэтому из (1-72) имеем:

$$i_1 = \frac{1}{k_т} i_2. \qquad (1\text{-}73)$$

Из (1-72) следует, что мгновенные значения токов первичной и вторичной обмоток в любой момент времени равны по величине и противоположны по знаку, а кривые токов геометрически подобны. Однако в отличие от тока вторичной обмотки ток первичной обмотки не содержит постоянной составляющей. Физически это может быть объяснено тем, что постоянная составляющая тока не может передаваться электромагнитным путем.

Кривые токов обеих обмоток по форме отличаются от синусоиды, вследствие чего действующие значения этих токов различны даже при $k_т = 1$.

Значительное влияние на форму тока в обмотках трансформатора оказывает характер нагрузки выпрямителя (активная, емкостная, индуктивная). При активно-емкостной нагрузке длительность протекания тока через обмотки уменьшается, а соотношение между амплитудными и средними значениями токов увеличивается по сравнению со случаем активной нагрузки. При активно-индуктивной нагрузке длительность протекания тока увеличивается, а отношение амплитуды тока к среднему его значению стремится к единице.

Рассмотрение простейшей схемы выпрямления, приведенной на рис. 1-14, позволило выяснить основные явления, наблюдаемые в трансформаторах выпрямителей.

Аналогичные явления имеют место во всех выпрямительных схемах, в которых вентили включаются последовательно с вторичными обмотками трансформатора (т. е. в так называемых однотактных схемах выпрямления) [Л. 1].

В мостовых схемах выпрямления [Л. 1] поток постоянного подмагничивания в сердечниках трансформатора отсутствует, так как в этих схемах ток вторичной обмотки трансформатора дважды за период меняет свое направление. Однако, несмотря на это, форма тока в обмотках почти всегда отличается от синусоидальной[1].

Габаритные размеры выпрямительного трансформатора определяются расчетными мощностями его отдельных обмоток. В результате различия форм токов в первичной и вторичной обмотках их приведенные действующие значения могут значительно отличаться по величине друг от друга. Если в обычных трансформаторах расчетные мощности обмоток примерно равны, то в выпрямительных трансформаторах расчетная мощность вторичной обмотки, как правило, больше расчетной мощности первичной обмотки.

В результате этого габаритная мощность выпрямительного трансформатора всегда больше габаритной мощности трансформатора, питающего обычную (не

---

[1] Ток в первичной и вторичной обмотках имеет форму синусоиды только в однофазной мостовой схеме выпрямления, работающей на чисто активную нагрузку.

вентильную) нагрузку, при равных значениях отдаваемой в нагрузку мощности.

В настоящее время на практике широко применяются статические преобразователи постоянного напряжения в постоянное или переменное напряжение. Трансформаторы статических преобразователей напряжения работают в режимах, существенно отличающихся от режимов обычных трансформаторов.

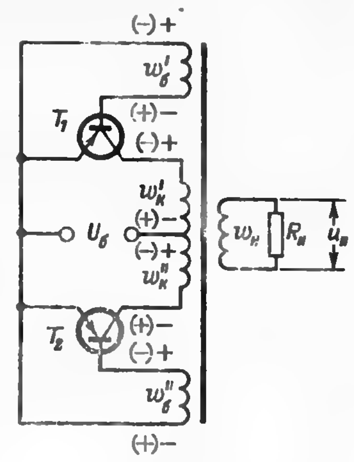


Рис. 1-15. Схема статического двухтактного преобразователя напряжения с самовозбуждением (автогенератора).

Рассмотрим работу трансформатора в схеме статического двухтактного преобразователя с самовозбуждением (автогенератора) [Л. 5].

В этой схеме (рис. 1-15) трансформатор имеет четыре обмотки: первичную ($w'_к+w''_к$), вторичную ($w_н$) и две обмотки обратной связи ($w_б$). Первичная обмотка имеет вывод от середины, к которому подключен источник постоянного напряжения $U_б$. Концы первичной обмотки подключены к источнику через транзисторы T_1 и T_2.

Схема построена таким образом, что транзисторы T_1 и T_2 работают попеременно, т. е. когда один из них закрыт, второй открыт. Пусть первым открылся транзистор T_1. Тогда напряжение $U_б$ (за вычетом падения напряжения на переходе эмиттер — коллектор транзистора T_1) окажется приложенным к обмотке $w'_к$, оно создает э. д. с., полярность которой указана на схеме рис. 1-15 (знаки даны без скобок).

Через обмотку $w'_к$ установится ток, состоящий из двух составляющих: постоянной, обусловленной током базы транзистора T_1—$I'_б$ и током $I'_н$, компенсирующим размагничивающее действие нагрузки $R_н$, и переменной, обусловленной током намагничивания сердечника трансформатора i_0.

Закон изменения тока i_0 может быть определен на основании следующего рассуждения. Так как противо-

э. д. с., возникающая из-за наличия индуктивности обмотки трансформатора (L) и пропорциональная скорости нарастания тока во времени, должна быть численно равна приложенному напряжению ($U_б - U_{кэ1}$)

$$L\frac{di_0}{dt} = U_б - U_{кэ1}, \qquad (1\text{-}74)$$

то ток i_0, протекающий через обмотку, является линейной функцией времени.

Действительно, из (1-74) имеем:

$$i_0 = \frac{L}{U_б - U_{кэ1}}\int dt = \frac{Lt}{U_б - U_{кэ1}}. \qquad (1\text{-}75)$$

Как видно из этого выражения, при постоянстве индуктивности ток i_0 меняется по линейному закону.

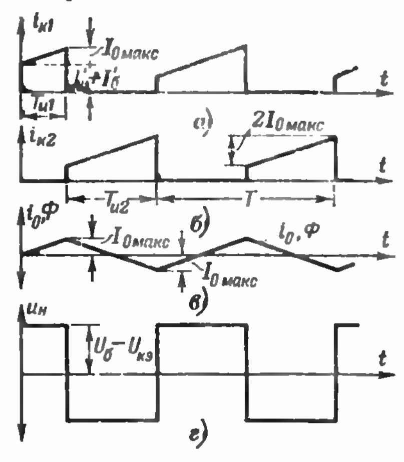


Рис. 1-16. Временные диаграммы статического преобразователя.

а — ток коллектора T_1; *б* — ток коллектора T_2; *в* — намагничивающий ток и магнитный поток в сердечнике трансформатора; *г* — напряжение на нагрузке.

Таким образом, за время первого импульса ток коллектора транзистора T_1, а следовательно, и ток через вторичную обмотку трансформатора возрастают от значения $I'_б + I'_н$ до значения $I_{к.макс} = I'_б + I'_н + I_{0макс}$ (рис. 1-16,*а*).

После этого происходит переключение транзисторов, в результате чего транзистор T_1 закрывается, а транзистор T_2 открывается. Во время переключения транзисторов ток намагничивания не успевает существенно измениться (этому процессу препятствует индуктивность намагничивания трансформатора), сохраняя величину $I_{0макс}$ и направление. Поэтому в начале второго импульса через обмотку $w''_к$, помимо тока $I''_б + I''_н$, направленного из коллектора транзистора T_2, протекает ток $I_{к.макс}$ обратного направления. Длительность второго импульса (рис. 1-16,*б*) будет вдвое больше, чем первого, так как коллекторный ток транзистора T_2 при той же скорости

нарастания, чтобы достигнуть прежнего уровня $I_{к.макс}$, он также изменится на величину $2I_{0макс}$ (рис. 1-16,*в*). В конце второго импульса ток намагничивания будет иметь такую же величину, как и в конце первого. Поэтому начиная со второго импульса процессы в преобразователе устанавливаются. С этого момента длительность импульсов $T_и$ определяется размахом колебаний тока i_0 (равным $2I_{0макс}$) и скоростью его изменения. Считая, что в симметричной схеме полный период T равен удвоенной длительности $T_и$, с учетом (1-75) получаем:

$$T = 2T_и = 2 \cdot \frac{2I_{0макс}}{U_б - U_{кэ}} L = \frac{4I_{0макс}L}{U_б - U_{кэ}}. \qquad (1\text{-}76)$$

Магнитный поток в сердечнике трансформатора меняется по тому же закону, что и ток i_0 (рис. 1-16,*в*).

Напряжение на зажимах вторичной обмотки $u_н$ меняется по закону электромагнитной индукции пропорционально скорости изменения магнитного потока Φ, которая в силу линейного закона изменения остается постоянной в течение полупериода. В моменты переключений знак производной, как это видно из рис. 1-16,*в*, меняется на обратный. Следовательно, в эти моменты изменяется и знак напряжения, амплитуда же $u_н$ остается неизменной (рис. 1-16,*г*).

Принимая индуктивность L постоянной, что имеет место при работе трансформатора на линейном участке кривой намагничивания, можно выразить ее величину следующим образом:

$$L = \frac{w_к\Phi}{i_0} = \frac{w_к\Phi_{макс}}{I_{0макс}} = \frac{w_к B_{макс} S_{ст} 10^{-4}}{I_{0макс}}. \qquad (1\text{-}77)$$

Подставляя (1-77) в (1-76), после преобразований получаем основное расчетное уравнение трансформатора статического преобразователя напряжения

$$U_б - U_{кэ} = 4f w_к B_{макс} S_{ст} 10^{-4} \ в, \qquad (1\text{-}78)$$

где $f = 1/T$ — рабочая частота преобразователя, *гц*; $w_к$ — число витков половины первичной обмотки; $B_{макс}$ — величина магнитной индукции в сердечнике, *тл*; $S_{ст}$ — сечение сердечника трансформатора, *см*^{2}.

С целью уменьшения габаритных размеров и массы трансформатора рабочую частоту преобразователя выбирают достаточно высокой (обычно несколько килогерц, а иногда до 20 *кгц*).

При питании трансформатора напряжением прямоугольной формы потери в стали (на гистерезис и на вихревые токи) возрастают по сравнению с потерями при синусоидальном напряжении за счет наличия гармонических составляющих высших частот. Величина потерь в стали может быть определена по уравнению

$$P_{ст}=p_{ст}G_{ст}\gamma_{п},\ вт, \qquad (1\text{-}79)$$

где $p_{ст}$ — удельные потери в стали при синусоидальной форме напряжения, соответствующие частоте и индукции первой гармоники; $G_{ст}$ — масса стали; $\gamma_{п}$ — коэффициент добавочных потерь в стали за счет прямоугольной формы напряжения питания.

Величина коэффициента $\gamma_{п}$ зависит от марки стали, ее толщины и частоты.

Габаритная мощность трансформатора может быть определена по формуле (1-45). При этом следует учитывать, что каждая половина первичной обмотки используется лишь в течение одной половины периода и поэтому габаритная мощность трансформатора превышает мощность, отдаваемую в нагрузку.

Весь приведенный ранее анализ был основан на постоянстве индуктивности L. Между тем с ростом тока намагничивающая индукция в сердечнике трансформатора может достигнуть таких значений, при которых вследствие насыщения индуктивность L заметно уменьшается. В этом случае скорость нарастания тока в обмотке трансформатора увеличивается, длительность периода уменьшается и рабочая частота возрастает по сравнению с ее расчетным значением. Поэтому на практике стараются работать на линейном участке кривой намагничивания, не достигая значений магнитной индукции, близких к индукции насыщения.

Однако в трансформаторах преобразователей напряжения с самовозбуждением широко применяются также и магнитные материалы, у которых петля перемагничивания имеет форму, приближающуюся к прямоугольной.

В этом случае магнитная индукция в сердечнике трансформатора меняется по предельной петле перемагничивания, изображенной на рис. 1-17,*а*; при этом магнитная индукция достигает значений, равных индукции насыщения, с заходом в область больших напряженностей магнитного поля.

Пусть начало процесса намагничивания в установившемся режиме работы преобразователя соответствует точке *0* на рис. 1-17,*а*. После того, как один из транзисторов преобразователя откроется и к соответствующей полуобмотке трансформатора приложится постоянное по величине напряжение, ток в этой обмотке начнет нарастать до значения, соответствующего положению точки *1*. С этого момента времени рабочая точка, характеризующая магнитное состояние сердечника, будет перемещаться по петле перемагничивания к точке *2*. При этом ток намагничивания в течение некоторого промежутка времени остается практически неизменным, а затем немного увеличивается. В точке *2* начинается процесс насыщения сердечника, приводящий к значительному увеличению намагничивающего тока.

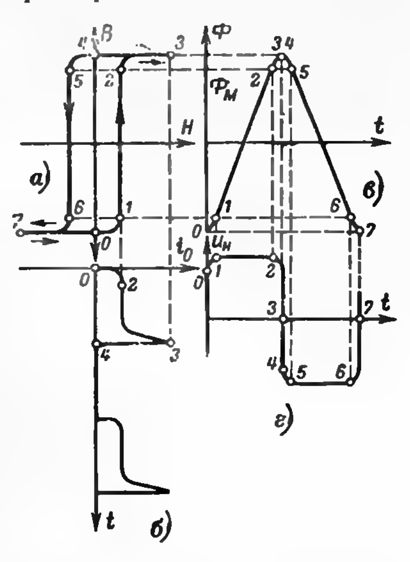


Рис. 1-17. Кривые изменения магнитной индукции (*а*), намагничивающего тока (*б*), магнитного потока (*в*) и напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора (*г*) в трансформаторе статического преобразователя с сердечником из материала с прямоугольной петлей перемагничивания.

Амплитудное значение намагничивающего тока, соответствующее точке *3*, определяется величиной напряжения питания, а также параметрами трансформатора и транзистора. В момент достижения максимума тока происходит переключение транзисторов преобразователя и напряжение на обмотке меняет свой знак. Рабочая точка при этом перемещается из положения *3* в положение *4*. На этом заканчивается один полупериод.

Кривые изменения магнитного потока в сердечнике трансформатора (рис. 1-17,*в*) и напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора (рис. 1-17,*г*) аналогичны соответствующим кривым, приведенным на рис. 1-16.

При питании трансформатора напряжением прямоугольной (или в общем случае произвольной) формы понятие индуктивного сопротивления теряет смысл. Поэтому описанная ранее в § 1-2 схема замещения, состоящая из активных и индуктивных сопротивлений, непригодна для рассматриваемого случая.

Однако можно показать, что схема замещения существует не только для действующих, но и для мгновенных значений напряжения и тока [Л. 6].

Для первичной и вторичной обмоток могут быть составлены следующие уравнения:

$$u_1 = i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \qquad (1\text{-}80)$$

$$0 = i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + i_2 R_н, \qquad (1\text{-}81)$$

где r_1, r_2 и L_1, L_2 — соответственно активные сопротивления и полные индуктивности первичной и вторичной обмоток трансформатора; M — взаимная индуктивность первичной и вторичной обмоток; u_1 — мгновенное значение приложенного напряжения; i_1, i_2 — мгновенные значения токов в первичной и вторичной обмотках; $R_н$ — сопротивление нагрузки, подключенное к вторичной обмотке трансформатора.

Для мгновенных значений тока можно также составить уравнение равновесия м. д. с.

$$i_0 w_1 = i_1 w_1 + i_2 w_2, \qquad (1\text{-}82)$$

где i_0 — мгновенное значение тока холостого хода трансформатора; w_1, w_2 — числа витков обмоток.

Подставив значение i_2 из (1-82) в (1-80), получим:

$$u_1 = i_1 r_1 + (L_1 - k_т M) \frac{di_1}{dt} + k_т M \frac{di_0}{dt}, \qquad (1\text{-}83)$$

где $k_т = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации.

Аналогично исключая из (1-81) ток i_1, на основании уравнения (1-82) получаем:

$$0 = i_2 r_2 + (L_2 - k_т M) \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_0}{dt} + i_2 R_н. \qquad (1\text{-}84)$$

Величины $(L_1 - k_т M) = L_{1р}$ и $(L_2 - k_т M) = L_{2р}$, входящие в выражения (1-83) и (1-84), представляют собой

индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток соответственно; величина

$$k_т M \frac{di_0}{dt} = L_0 \frac{dI_0}{dt} = w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = -e_{10}$$

представляет собой э. д. с. первичной обмотки.

Подставляя эти значения в (1-83) и (1-84) и преобразовывая (1-84), получаем:

$$u_1 = i_1 r_1 + L_{1р} \frac{di_1}{dt} - e_{10}; \tag{1-85}$$

$$e_{10} = k_т \left(i_2 r_2 + L_{2р} \frac{di_2}{dt} + i_2 R_н \right). \tag{1-86}$$

На основании (1-29) и (1-31) приведем ток и активное сопротивление вторичной обмотки к первичной. При этом выражение (1-86) преобразуется к виду

$$e_{10} = i'_2 r'_2 + L'_{2р} \frac{di'_2}{dt} + i'_2 R'_н, \tag{1-87}$$

где

$$i'_2 = k_т^2 L_{2р}. \tag{1-88}$$

Выражение (1-88) по своему виду аналогично выражению (1-33) для определения приведенного значения

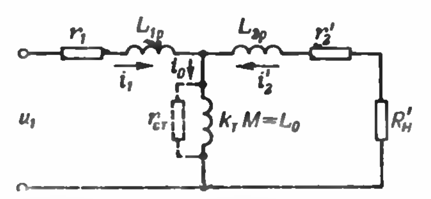


Рис. 1-18. Схема замещения трансформатора, питающегося напряжением произвольной формы.

индуктивного сопротивления вторичной обмотки при синусоидальном питающем напряжении.

Выражениям (1-82), (1-85) и (1-87), преобразованным к виду

$$i_0 = i_1 + i'_2, \tag{1-89}$$

соответствует схема замещения, приведенная на рис. 1-18. Потери в стали сердечника трансформатора могут быть учтены сопротивлением $r_{ст}$, включенным параллельно индуктивности намагничивания.

1-5. Дроссели

В отличие от трансформаторов, включаемых, как правило, параллельно источникам питающего напряжения, дроссели обычно включаются последовательно с другими элементами электрических цепей.

Дроссели широко применяются в электротехнических и радиотехнических установках в качестве балластных и токоограничивающих сопротивлений, для регулирования и стабилизации напряжения и тока, для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения и в некоторых других случаях.

Различают три основных типа дросселей: дроссели переменного тока; сглаживающие дроссели; дроссели насыщения.

Общим для них является то, что дроссель любого типа представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником. Дроссели различают по числу обмоток и форме протекающего через них тока. Дроссель переменного тока имеет одну обмотку, обтекаемую переменным током. Сглаживающий дроссель также имеет одну обмотку, но обтекается пульсирующим выпрямленным током. Дроссель насыщения имеет две обмотки, одна из которых обтекается переменным, а вторая — постоянным током.

Рассмотрим более подробно устройство, физические процессы и основные соотношения в дросселях различных типов.

Дроссель переменного тока состоит из замкнутого магнитопровода и обмотки (рис. 1-19,*а*). Рассмотрим работу дросселя переменного тока (д. п. т.), включенного последовательно с активным сопротивлением.

Прежде всего условимся, что переменное напряжение, подаваемое на вход схемы рис. 1-19,*б* ($U_{сети}$), меняется по синусоидальному закону. Такой же закон изменения применен и для тока, протекающего через д. п. т. в этой схеме (I). Это предположение является справедливым лишь в случае, когда вольт-амперная характеристика д. п. т. является линейной. Такой случай имеет место лишь в ненасыщенных д. п. т., работающих на линейном участке кривой намагничивания ферромагнитного материала сердечника дросселя.

Ток I, протекающий по обмотке д. п. т., создает в сердечнике переменный магнитный поток Φ, отстаю-

щии от тока на угол α (угол потерь) и индуктирующий в обмотке э. д. с.

Вектор потока Φ можно представить в виде суммы двух составляющих — потока $\Phi_р$, совпадающего с током и индуктирующего в обмотке дросселя э. д. с. $E_р$, и по-

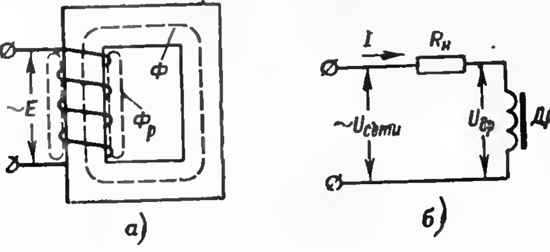


Рис. 1-19. Дроссель переменного тока.
а — магнитопровод с обмоткой; б — схема включения.

тока $\Phi_а$, перпендикулярного току и индуктирующего в той же обмотке э. д. с. $E_а$. Наличие активного сопротивления обмотки дросселя $r_{др}$ вызывает в ней активное падение напряжения $Ir_{др}$. На основании закона равновесия э. д. с. напряжение на зажимах дросселя должно уравновешиваться геометрической суммой $E_р$, $E_а$, $Ir_{др}$, т. е.

$$U_{др}=-(E_р+E_а-Ir_{др}). \quad (1\text{-}90)$$

Для схемы рис. 1-19,б на основании (1-80) и очевидного соотношения

$$U_{сети}=U_{др}+IR_н \quad (1\text{-}91)$$

может быть построена векторная диаграмма, изображенная на рис. 1-20.

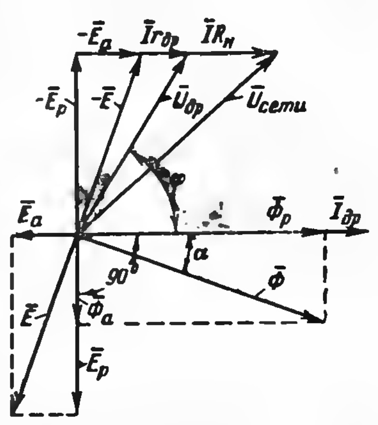


Рис. 1-20. Векторная диаграмма дросселя переменного тока.

Основным параметром дросселя переменного тока является его индуктивность, величину которой можно приближенно определить на основании следующих соображений. Как видно из векторной диаграммы рис. 1-20, э. д. с. $E_р$ сдвинута по фазе относительно тока I на 90°, т. е. она является реактивной составляющей э. д. с.,

индуктированной в обмотке дросселя. Величина э. д. с. $E_р$ может быть определена из выражения

$$E_р = x_{др} I = \omega L I, \quad (1\text{-}92)$$

где $x_{др}$ — индуктивное сопротивление дросселя и L — его индуктивность.

Если пренебречь величиной $E_а$ по сравнению с $E_р$, то

$$E \approx E_р, \quad (1\text{-}93)$$

откуда на основании (1-1) и (1-92)

$$L \approx \frac{E}{\omega L} = \frac{4{,}44 f w \Phi_{макс} \cdot 10^{-4}}{2\pi f I} = w \frac{\Phi_{макс}}{I_{макс}} \cdot 10^{-4}. \quad (1\text{-}94)$$

Выражение (1-94) верно лишь при синусоидальном характере изменения э. д. с. и тока. Отношение $\Phi_{макс}/I_{макс}$, а следовательно, и индуктивность д. п. т. остаются постоянными лишь при сравнительно малых токах, когда сохраняется линейная зависимость между магнитным потоком и током. С увеличением тока величина отношения $\Phi_{макс}/I_{макс}$ уменьшается, как это видно из рис. 1-21 (кривая *1*). Это приводит к уменьшению индуктивности д. п. т.

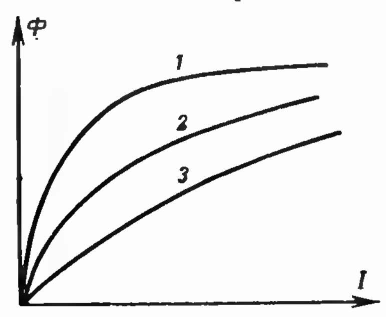


Рис. 1-21. Кривые намагничивания для дросселя без зазора в сердечнике *1* и с зазорами *2* и *3*.

По мере насыщения магнитопровода форма кривой тока дросселя искажается. Это видно из рис. 1-22, на котором показана форма тока при синусоидальном напряжении питающей сети и работе дросселя на насыщенном и ненасыщенном участках кривой намагничивания. Степень искажения зависит также от соотношения между величиной индуктивного сопротивления дросселя и активного сопротивления нагрузки и понижается при уменьшении отношения $x_{др}/R_н$. Поэтому приведенное выше выражение для определения индуктивности дросселя справедливо лишь при малых величинах $x_{др}/R_н$. Уменьшение индуктивности дросселя при больших токах является нежелательным. Величину индуктивности при

изменении тока в широких пределах можно сохранить практически неизменной путем введения в магнитную цепь дросселя немагнитного зазора. При этом возрастает общее сопротивление сердечника, а величина потока уменьшается, однако зависимость между магнитным потоком и током становится более линейной. Это объясняется тем, что зазор, определяющий в основном

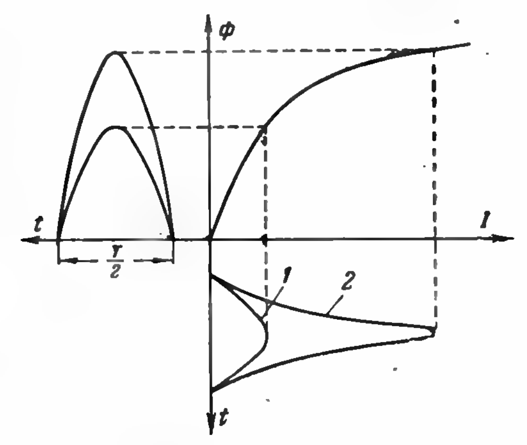


Рис. 1-22. Форма намагничивающего тока для ненасыщенного (*1*) и насыщенного (*2*) магнитопровода.

сопротивление магнитопровода, не насыщается, и поэтому общее сопротивление магнитной цепи при зазоре достаточной величины остается практически неизменным. Сравнительные кривые намагничивания для магнитопроводов без зазора *1* и с зазорами различной величины *2, 3* приведены на рис. 1-21. Изменяя величину зазора, можно изменять величину сопротивления магнитной цепи дросселя, а следовательно, и его индуктивность. Это видно из сравнения кривых *2* и *3* (рис. 1-21). Поэтому д. п. т. с изменяющимся воздушным зазором может быть использован в качестве регулируемого индуктивного сопротивления.

Воздушный зазор вносит ряд особенностей в работу дросселя [Л. 7]. Основной из них является так называемое «выпучивание» или уширение магнитного потока. Это явление связано с тем, что в д. п. т. с разрезанным сердечником часть магнитного потока проходит вне пределов пространства, находящегося между двумя конца-

ми сердечника. В результате этого площадь поперечного сечения для магнитного потока в воздушном зазоре как бы увеличивается (рис. 1-23).

Наличие воздушного зазора нарушает также равномерное распределение магнитного потока по сечению ферромагнитного сердечника. В зазоре под его серединой магнитная индукция максимальна, а по направлению к краям сердечника она убывает. Заметное ослабление поля происходит за пределами сердечника. В результате этого потери в стали сердечника д. п. т., имеющего воздушный зазор, всегда больше, чем потери в д. п. т. без зазора.

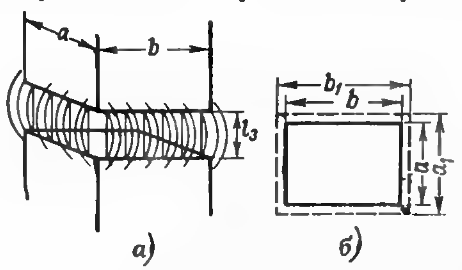


Рис. 1-23. Уширение потока в воздушном зазоре магнитопровода дросселя.

а — стержень дросселя; *б* — его поперечное сечение (пунктиром обозначены размеры фиктивного сечения).

Параметры д. п. т. можно разделить на номинальные, характеризующие дроссель как самостоятельное изделие, и расчетные, характеризующие его как элемент конкретной электрической схемы.

В связи с тем, что д. п. т. представляет собой в общем случае нелинейный элемент, его номинальные параметры следует определять при строго оговоренных условиях. В качестве этих условий в дальнейшем принято синусоидальное напряжение на зажимах д. п. т. с указанием величины напряжения и частоты.

Величину индуктивности д. п. т. при заданных значениях напряжения и тока можно определить по (1-94).

Типовую мощность д. п. т., определяющую габаритные размеры его сердечника, можно находить по формуле

$$(S_{тип})_{д.п.т} = Q_{д.п.т} = EI = 2\pi f L I^2, \qquad (1\text{-}95)$$

где $Q_{д.п.т}$ — реактивная мощность дросселя, а E определено из формулы (1-92).

Сглаживающие дроссели используются в выпрямителях для уменьшения пульсаций в цепях выпрямленного напряжения. Сглаживающий дроссель, как и дроссель переменного тока, состоит из замкнутого магнитопровода и одной обмотки. Обмотка сглаживающего дросселя (с. д.) включается последовательно с нагрузкой и обтекается выпрямленным током.

Как известно [Л. 1, 2], в любой схеме выпрямления ток имеет пульсирующий характер. Его можно представить в виде суммы постоянной и ряда переменных составляющих различных частот, изменяющихся по синусоидальному закону. Амплитуды переменных составляющих выпрямленного тока значительно уменьшаются с увеличением их частоты, и поэтому можно приближенно считать, что выпрямленный ток изменяется в соответствии с выражением вида

$$i \approx I_0 + I_{\text{макс}} \sin \omega t, \tag{1-96}$$

где $I_{\text{макс}}$ и ω — амплитуда и частота основной гармоники.

Рассмотрим физические процессы в сердечнике сглаживающего дросселя при его намагничивании пульсирующим током вида (1-96). На рис. 1-24 приведены для сравнения кривые изменения магнитного потока в сердечнике при намагничивании синусоидальным током для двух режимов работы: при отсутствии и при наличии подмагничивания постоянным током. Известно, что при циклическом намагничивании сердечника магнитный поток меняется не по основной кривой намагничивания, а по замкнутой петле, носящей название петли перемагничивания. Для случая, когда постоянное подмагничивание отсутствует, эта петля изображается кривой *1*, симметричной относительно кривой первоначального намагничивания. При наличии постоянного подмагничивания процесс намагничивания идет по частным петлям перемагничивания (кривые *2* и *3*). Частные циклы характеризуются увеличенной площадью, т. е. ростом потерь, нарушением симметрии петли относительно кривой первоначального намагничивания и уменьшением наклона по отношению к оси абсцисс.

Индуктивность сглаживающего дросселя, работающего с подмагничиванием, может быть определена на основании выражения (1-94), в которое следует подстав-

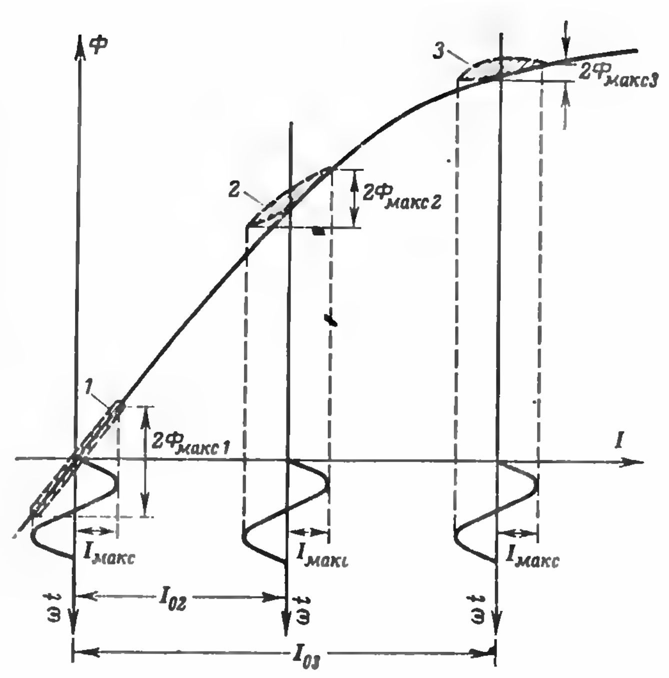


Рис. 1-24. Работа сглаживающего дросселя при подмагничивании.

лять отношение $\Phi_{макс}/I_{макс}$ при наличии подмагничивания. Из сравнения частных циклов *1*, *2* и *3* (рис. 1-24) видно, что величина этого отношения, а следовательно, и индуктивность дросселя уменьшаются с увеличением тока подмагничивания. Примерный вид зависимости $L=f(I_0)$ приведен на рис. 1-25.

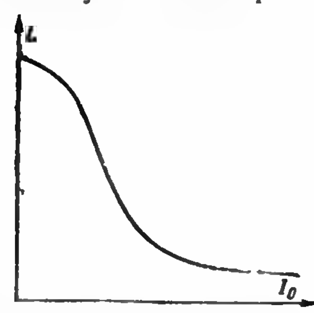


Рис. 1-25. Кривая зависимости индуктивности сглаживающего дросселя от тока подмагничивания.

Физически уменьшение индуктивности с увеличением подмагничивающего тока связано с тем, что по мере увеличения этого тока магнитопровод дросселя все более и более насыщается.

Введение в магнитную цепь дросселя воздушного (или, точнее, немагнитного) зазора позволяет уменьшить паде-

ние индуктивности с увеличением подмагничивающего тока. Как отмечалось (см. рис. 1-21), при наличии зазора, характеристика намагничивания которого линейна, суммарная кривая намагничивания дросселя спрямляется, а его магнитопровод насыщается при относительно больших значениях тока, чем магнитопровод дросселя, не имеющего зазора. На рис. 1-26 приведены для сравнения кривые зависимостей $L=f(I_0)$ для сглаживающих дросселей без зазора (кривая *1*) и дросселей с малым (кривая *2*) и большим (кривая *3*) зазорами. Из рис. 1-26 видно, что при увеличении тока подмагничивания следует выбирать и большую величину немагнитного зазора для увеличения индуктивности дросселя. На рис. 1-27 приведена кривая зависимости $L=f(l_з)$, показывающая, что для заданного тока подмагничивания существует оптимальная величина немагнитного зазора, соответствующая максимально возможной величине индуктивности сглаживающего дросселя.

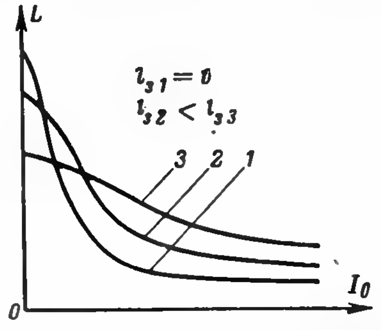


Рис. 1-26. Кривые зависимости индуктивности сглаживающего дросселя от тока подмагничивания.

1 — без зазора; *2* и *3* — с зазорами.

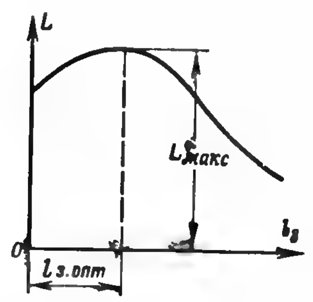


Рис. 1-27. Кривая зависимости индуктивности сглаживающего дросселя от длины воздушного зазора.

Можно также объяснить целесообразность введения немагнитного зазора в сердечнике сглаживающего дросселя, рассмотрев полное магнитное сопротивление цепи.

Ранее было показано, что введение немагнитного зазора в сердечник дросселя переменного тока вызывает снижение индуктивности из-за увеличения полного магнитного сопротивления цепи (сердечник плюс зазор). В сглаживающих дросселях введение зазора снижает постоянную составляющую индук-

ции, отчего повышается проницаемость материала сердечника и падает его магнитное сопротивление. При оптимальном зазоре уменьшение магнитного сопротивления материала сердечника снижает полное магнитное сопротивление для переменной составляющей потока значительно сильнее, чем его увеличивает введение зазора.

Действительно, при наличии зазора переменная м. д. с. обмотки дросселя расходуется на преодоление магнитных сопротивлений сердечника и зазора, т. е.

$$0{,}4\pi w I_{\text{макс}} = l_{\text{ст}} H_{\text{макс}} + l_з B_{\text{макс}}, \tag{1-97}$$

где $l_{\text{ст}}$ — длина пути магнитного потока в сердечнике; $l_з$ — длина пути магнитного потока в зазоре; $H_{\text{макс}}$ — амплитуда переменной составляющей напряженности магнитного поля.

Из (1-97) имеем:

$$\frac{B_{\text{макс}}}{H_{\text{макс}}} = \frac{0{,}4\pi w}{l_{\text{ст}} \dfrac{H_{\text{макс}}}{B_{\text{макс}}} + l_з} = \frac{0{,}4\pi w}{\dfrac{l_{\text{ст}}}{\mu_д} + l_з}, \tag{1-98}$$

где $\mu_д = B_{\text{макс}}/H_{\text{макс}}$ — динамическая магнитная проницаемость материала сердечника.

Подставляя (1-98) в (1-84) и учитывая, что $\Phi_{\text{макс}} = B_{\text{макс}} S_{\text{ст}} k_{\text{ст}}$, получаем:

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2 S_{\text{ст}} k_{\text{ст}} 10^{-4}}{l_{\text{ст}} \left(\dfrac{1}{\mu_д} + \dfrac{l_з}{l_{\text{ст}}}\right)}. \tag{1-99}$$

Из уравнения видно, что величина индуктивности дросселя при заданных геометрических размерах сердечника и заданном числе витков зависит от величины магнитной проницаемости $\mu_д$ и длины зазора $l_з$.

Максимальное значение индуктивности при наличии оптимального воздушного зазора равно:

$$L^* = \frac{1}{\dfrac{1}{\mu_д} + \dfrac{l_{з.опт}}{l_{\text{ст}}}} \frac{0{,}4\pi w^2 S_{\text{ст}} k_{\text{ст}} 10^{-4}}{l_{\text{ст}}} = \frac{0{,}4\pi \mu_{\text{эфф}} w^2 S_{\text{ст}} k_{\text{ст}} 10^{-4}}{l_{\text{ст}}}, \tag{1-100}$$

---

* Далее в тексте под L (без индекса) понимается максимальное значение индуктивности.

где

$$\mu_{эфф}=\frac{1}{\frac{1}{\mu_д}+\frac{l_{з.опт}}{l_{ст}}} \qquad (1\text{-}101)$$

эффективная магнитная проницаемость при наличии немагнитного зазора.

Индуктивность L, найденная по формуле (1-100), и ток подмагничивания I_0 являются основными параметрами сглаживающего дросселя. Габаритные размеры дросселя определяются величиной энергии, запасаемой в магнитном поле его сердечника. Для сглаживающего дросселя, работающего в цепи пульсирующего выпрямленного тока, среднее значение энергии равно [Л. 8]

$$W_{ср}=\frac{1}{2}LI^2, \qquad (1\text{-}102)$$

где I — действующее значение пульсирующего тока,

$$I=\sqrt{I_0^2+\left(\frac{E}{\omega L}\right)^2}. \qquad (1\text{-}103)$$

Типовая мощность сглаживающего дросселя может быть определена по аналогии с (1-95) выражением

$$(S_{тип})_{с.д}=Q_{сд}\approx 2\pi fLI^2. \qquad (1\text{-}104)$$

При частотах питания выпрямителя, не превышающих 400 *гц*, и малых потерях в дросселе его типовая мощность может быть определена по (1-104) с учетом (1-92) и (1-93) из выражения

$$(S_{тип})_{с.д}\approx 2\pi fLI_0^2. \qquad (1\text{-}105)$$

На практике, однако, для определения габаритных размеров сглаживающих дросселей пользуются экспериментально найденными зависимостями объема стали сердечника от величины произведения LI_0^2, пропорциональной энергии дросселя.

Дроссели насыщения используются в качестве регулируемых индуктивных сопротивлений в цепях переменного тока. В отличие от рассмотренных ранее двух типов дросселей дроссель насыщения (д. н.) имеет не менее двух обмоток (рис. 1-28). Одна обмотка (рабочая) включается в цепь переменного тока последовательно с со-

противлением нагрузки; другая (называемая управляющей) — в цепь постоянного тока. Воздушные зазоры в сердечнике д. н. должны отсутствовать.

При рассмотрении физических процессов в сглаживающих дросселях было показано, что при отсутствии воздушных зазоров наблюдается значительное измене-

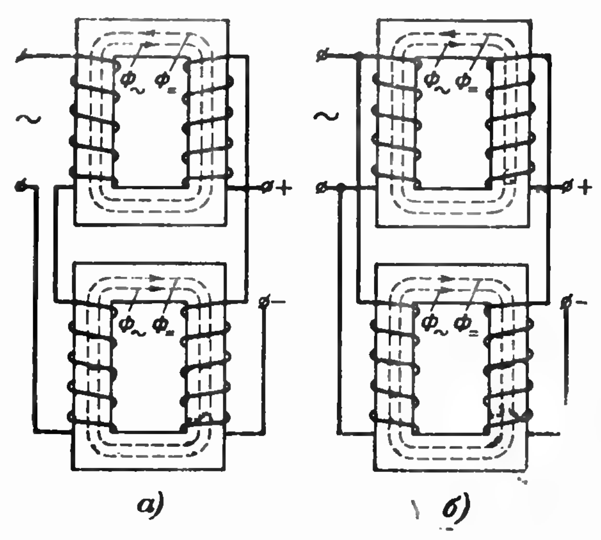


Рис. 1-28. Схемы д. н. на двух стержневых сердечниках.

а — последовательное соединение; *б* — параллельное соединение.

ние индуктивности при изменении тока (рис. 1-25). Это свойство и лежит в основе работы д. н.

На рис. 1-28 приведена простейшая схема, в которой д. н. состоит из двух одинаковых дросселей; каждый из них имеет по две обмотки. Рабочие обмотки обоих дросселей могут быть соединены между собой последовательно (рис. 1-28, *а*) или параллельно (рис. 1-28, *б*), а их управляющие обмотки — последовательно и встречно. Электродвижущие силы, индуктируемые в управляющих обмотках переменными магнитными потоками, равны по величине, но противоположны по знаку и поэтому взаимно компенсируются. Вследствие этого суммарная э. д. с., индуктируемая в обмотке управления при отсутствии управляющего сигнала, равна нулю.

Если подключить обмотку управления к источнику постоянного напряжения, то в каждом из сердечников, кроме переменного потока $\Phi_{\sim}$, созданного рабочими обмотками, появляется и постоянный поток $\Phi_{=}$, созданный обмотками управления. Изменяя величину тока в этой обмотке, получаем возможность изменять величину индуктивности дросселей в широких пределах.

Схемы, приведеные на рис. 1-29, в которых используется лишь одна управляющая обмотка, более совершенны.

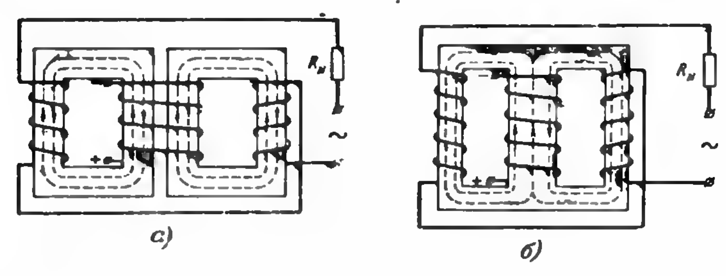


Рис. 1-29. Схемы д. н. с одной обмоткой управления.
а — на двух сердечниках; *б* — на одном трехстержневом сердечнике.

На рис. 1-29, *а* приведена схема д. н. с двумя сердечниками. Рабочие обмотки размещаются на двух крайних стержнях; обмотка управления охватывает два средних стержня. На рис. 1-29, *б* при том же размещении обмоток используется лишь один трехстержневой сердечник. Как в одной, так и в другой схеме рабочие обмотки соединяются таким образом, чтобы их магнитные потоки в сердечниках, охватываемых обмоткой управления, были направлены встречно. В этом случае результирующий переменный магнитный поток, пронизывающий обмотку управления, в любой момент времени равен нулю и в ней не наводится э. д. с. Таким образом, в отличие от рассмотренной ранее схемы рис. 1-28, *в* в схемах рис. 1-29 имеет место компенсация не э. д. с., а магнитных потоков.

Следует указать на различие схем, изображенных на рис. 1-29, *а* и *б*. В первой схеме между двумя сердечниками имеется немагнитный зазор и поэтому переменные магнитные потоки каждого дросселя замыкаются через средние стержни своих сердечников; во второй схеме средний стержень не содержит зазора и суммарный магнитный

поток в нем всегда равен нулю. Это приводит к неполному использованию объема стали сердечника, что является существенным недостатком схемы рис. 1-29, *б*.

Основной особенностью д. н. по сравнению со сглаживающими дросселями является значительно большая величина переменной составляющей магнитного поля. Обычно в д. н. напряженности постоянного и переменного магнитного поля имеют величину одного порядка.

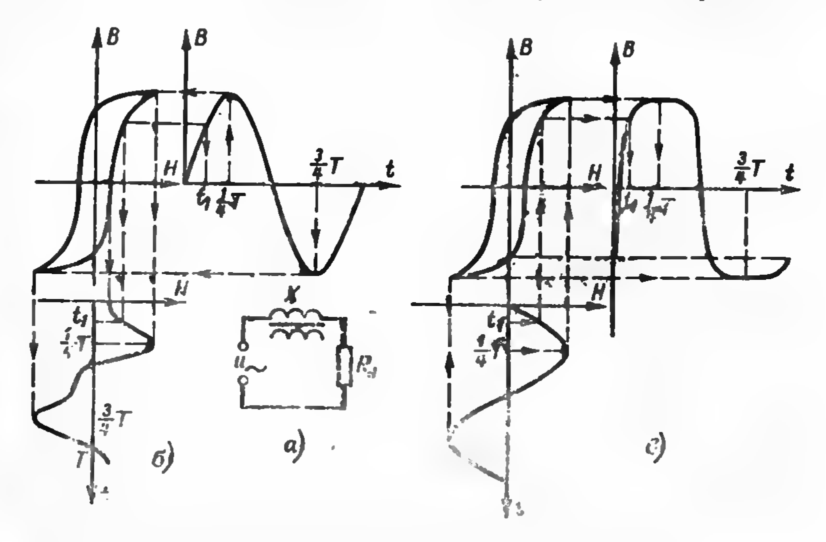


Рис. 1-30. Кривые мгновенных значений магнитных величин.

а — схема включения д. н.; *б* — искажение кривой напряженности поля при синусоидальной индукции; *в* — искажение кривой индукции при синусоидальной напряженности поля.

Это обстоятельство, а также нелинейный характер зависимости между магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля существенно усложняют физические процессы в цепях с д. н.

Рассмотрим процессы, имеющие место в цепи, питаемой переменным синусоидальным напряжением, при последовательном соединении работающих обмоток д. н. с активным сопротивлением нагрузки (рис. 1-30, *а*) и при отсутствии подмагничивания [Л. 9, 10].

В этой схеме магнитная индукция в сердечнике меняется по динамической петле перемагничивания (рис. 1-30, *б*), площадь которой пропорциональна поте-

рям на циклическое перемагничивание (гистерезис) и на вихревые токи.

Форма кривых мгновенных значений магнитной индукции и напряженности магнитного поля (или удельных ампер-витков намагничивания[1]) зависит как от формы петли перемагничивания, так и от соотношения между активным ($R_н$) и индуктивным (X) сопротивлениями цепи. Возможны два крайних режима работы:

1. При $R_н=0$ и $X \neq 0$ (т. е. когда напряжение сети переменного тока приложено непосредственно к рабочим обмоткам д. н.) магнитная индукция в сердечнике синусоидальна, напряженность поля несинусоидальна (рис. 1-30, *б*).

2. При $R_н \neq 0$ и $X=0$ ток в цепи, а следовательно, и напряженность поля не искажаются, а магнитная индукция в сердечнике несинусоидальна (рис. 1-30, *в*).

На практике всегда $R_н \neq 0$ и $X \neq 0$ и поэтому в той или иной мере искажены как кривая магнитной индукции, так и кривая напряженности магнитного поля.

Подключим теперь обмотку управления схемы рис. 1-30, *а* к источнику постоянного напряжеиия.

Если напряженность постоянного магнитного поля достигает значений, близких к напряженности переменного магнитного поля, то условия перемагничивания существенно изменяются, так как при этом нарушается симметрия петли перемагничивания. Действительно в течение одного полупериода напряженности постоянного и переменного полей противоположны, а в течение второго полупериода — совпадают по направлению. В ту часть периода, когда направления напряженностей противоположны, необходимо затрачивать дополнительную энергию со стороны источника переменного тока, чтобы изменить на обратное направление намагниченности в сердечнике, созданное постоянным магнитным полем. В ту же часть периода, когда направления напряженностей совпадают, дополнительной затраты энергии не требуется. Примерная форма петель перемагничивания для схемы рис. 1-30, *а* при различных значениях напряженности постоянного магнитного поля приведена на рис. 1-31.

Значительное искажение формы петли перемагничивания при наложении на сердечник д. н. постоянного

[1] Удельными намагничивающими ампер-витками называются ампер-витки, приходящиеся на один погонный сантиметр пути, по которому замыкается магнитный поток в сердечнике.

магнитного поля приводит к еще большим искажениям кривых магнитной индукции и напряженности переменного магнитного поля.

Из рассмотрения кривых магнитной индукции и напряженности поля при отсутствии подмагничивания постоянным магнитным полем видно (рис. 1-30), что они симметричны относительно оси абсцисс и содержат только нечетные гармоники. При наличии же подмагничивания симметрия этих кривых нарушается и поэтому они содержат также и четные гармоники.

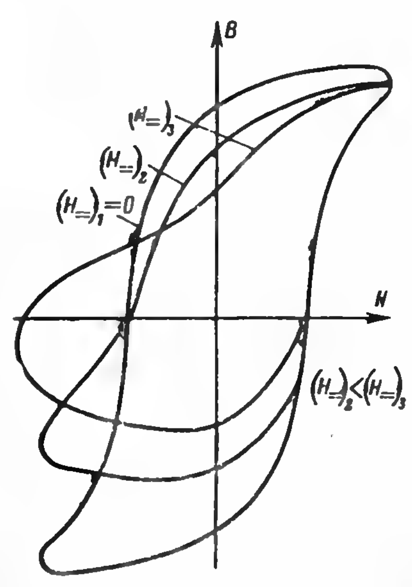


Рис. 1-31. Динамические петли перемагничивания при различных значениях напряженности постоянного магнитного поля.

Наличие высших гармоник в кривых магнитной индукции и напряженности магнитного поля оказывает существенное влияние на форму кривых тока в цепи д. н. и напряжения на его зажимах.

При параллельном соединении рабочих обмоток четные гармоники тока, протекающего в каждой из обмоток, могут замыкаться по контуру, образованному этими обмотками, не выходя в сеть. Ток, потребляемый дросселем насыщения из сети, будет при этом содержать только нечетные гармоники. Напряжение на зажимах рабочих обмоток в общем случае содержит лишь нечетные гармоники. Напряжение на зажимах обмотки управления содержит только четные гармоники, так как нечетные гармоники э. д. с. при встречном включении двух полуобмоток управления компенсируются; четные же гармоники суммируются.

В д. н. с последовательным соединением рабочих обмоток четные гармоники тока могут замыкаться только через цепи управления. Здесь, как и в предыдущем случае, ток, потребляемый из сети, и напряжение на зажи-

мах рабочих обмоток д. н. содержат только нечетные гармоники.

Дроссель насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток обладает меньшей инерционностью по сравнению с д. н., у которого рабочие обмотки соединены параллельно. В этой схеме при изменении тока в обмотке управления, а следовательно, и постоянного потока подмагничивания по контуру, составленному из рабочих обмоток, протекает ток переходного процесса, замедляющий по закону Ленца изменение этого потока. Скорость изменения переходного тока определяется постоянной времени этого контура, которая достигает больших значений из-за малого активного сопротивления рабочих обмоток и их большого индуктивного сопротивления. Поэтому д. н. с параллельным соединением рабочих обмоток применяются редко.

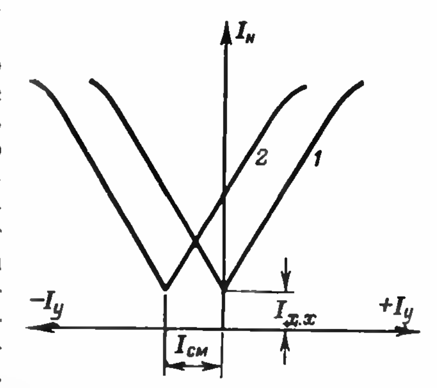


Рис. 1-32. Нагрузочные характеристики д. н.

Основной характеристикой д. н. является зависимость тока нагрузки $I_н$ от тока управления. Эта зависимость, называемая нагрузочной характеристикой, приведена на рис. 1-32. При токе управления, равном нулю, индуктивность рабочих обмоток максимальна и поэтому ток нагрузки имеет минимальное значение. Величина этого тока, называемого током холостого хода д. н. ($I_{х.х}$), зависит не только от индуктивности рабочих обмоток д. н., но и от величины сопротивления нагрузки $R_н$. При увеличении тока управления ток нагрузки растет примерно по линейному закону; однако по мере того, как сердечник д. н. насыщается, линейный характер этой зависимости нарушается. Поскольку величина индуктивности не зависит от направления тока $I_у$, то кривая $I_н=f(I_у)$ при отрицательных значениях $I_у$ представляет собой зеркальное изображение той же кривой при положительных значениях $I_у$.

Ранее были рассмотрены д. н. с одной управляющей обмоткой. Стремление уменьшить мощность по цепи управления привело к появлению д. н. более сложных типов.

Дроссель насыщения по схеме рис. 1-33, *а* имеет дополнительную обмотку подмагничивания, питающуюся

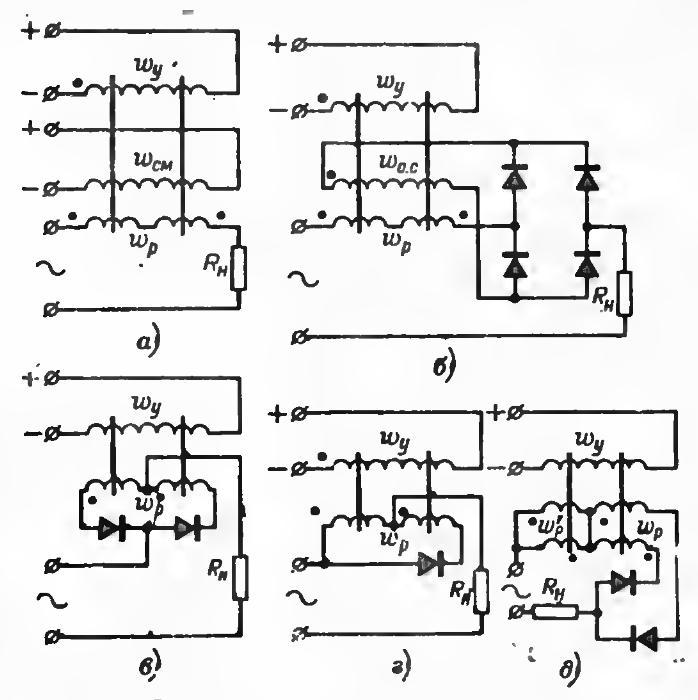


Рис. 1-33. Схемы д. н., включаемых последовательно с нагрузкой.

а — д. н. с обмоткой смещения, питаемой от отдельного источника; *б* — д. н. с внешней обратной связью; *в* — д. н. с самонасыщением; *г* — одновентильный д. н. с самонасыщением; *д* — д. н. с самонасыщением при $k_{о.с}<1$.

от постоянного источника тока, неизменного по величине. Эту обмотку называют обмоткой смещения. Создавая с ее помощью постоянное подмагничивание сердечника, можно уменьшить требуемые ампер-витки управляющей обмотки и тем самым улучшить регулирующие свойства д. н.

Обмотка смещения может быть использована также и для выбора одинакового режима двух д. н., различаю-

щихся по своим нагрузочным характеристикам. Пусть необходимо иметь одинаковые значения $I_н$ при одинаковых значениях $I_у$ у двух д. н., характеристики которых на рис. 1-32 обозначены цифрами *1* и *2*. Этого можно добиться, подавая в обмотку смещения второго д. н. ток $I_{см}$ такого направления, чтобы суммарные ампер-витки управления и смещения второго д. н. были равны ампер-виткам управления первого д. н. Величину требуе-

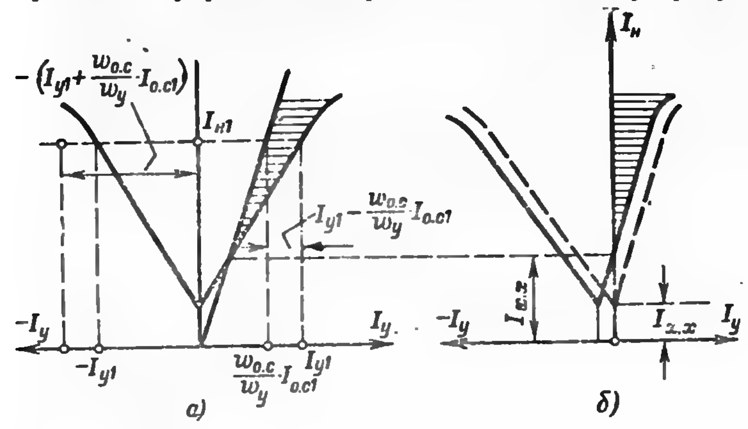


Рис. 1-34. Нагрузочные характеристики д. н. с обратной связью.

мых ампер-витков управления можно еще более уменьшить, если ввести в д. н. обратную связь (рис. 1-33, *б*) путем подачи выпрямленного тока цепи нагрузки в специальную обмотку обратной связи для дополнительного подмагничивания сердечников. Если направления магнитных потоков обмоток управления и обратной связи совпадают, то имеет место положительная обратная связь, при которой мощность, затрачиваемая в обмотке управления, меньше мощности, требуемой при отсутствии обратной связи[1].

Нагрузочная характеристика д. н. при введении обратной связи изменяется. На рис. 1-34, *а* приведены характеристика д. н. без обратной связи $I_н=f(I_у)$ и характеристика обратной связи $I_{о.с}=k_{о.с}I_н$, где $k_{о.с}=w_{о.с}/w_р$ — коэффициент обратной связи.

[1] В некоторых случаях (например, при использовании д. н. в замкнутых системах регулирования — стабилизаторах) с целью повышения устойчивости этих систем применяют отрицательную обратную связь.

При наличии обратной связи для создания такого же тока нагрузки, как и при ее отсутствии ($I_{н1}$), требуется меньший ток управления $\left(I_{у1} - I_{о.с1} \frac{w_{о.с}}{w_{у}}\right)$ при положительных значениях $I_у$ и соответственно больший $\left(-I_{у1} - I_{о.с1} \frac{w_{о.с}}{w_{у}}\right)$ при отрицательных значениях $I_у$.

Повторив приведенное выше рассуждение для других значений тока нагрузки, можно построить нагрузочную характеристику д. н. с обратной связью. Эта характеристика изображена на рис. 1-34, *б* сплошной линией.

Из сравнения характеристик, изображенных на рис. 1-34, *а* и *б*, видно, что крутизна правой ветви д. н. с обратной связью, а следовательно, и требуемый ток управления значительно меньше, чем у д. н. без обратной связи. Однако ток холостого хода д. н. с обратной связью увеличивается. Для перемещения нагрузочной характеристики вправо (см. пунктирную кривую на рис. 1-34, *б*) используют дополнительную обмотку смещения.

Наличие дополнительных обмоток обратной связи и смещения приводит к увеличению габаритных размеров и массы д. н. В связи с этим были разработаны и получили широкое распространение схемы, в которых для получения обратной связи используются рабочие обмотки д. н. Такие д. н. известны как д. н. с внутренней обратной связью или д. н. с самонасыщением.

Для получения внутренней обратной связи последовательно с каждой рабочей обмоткой включается вентиль, как это показано на рис. 1-33, *в*. В каждой из рабочих обмоток в течение одной половины периода протекает пульсирующий ток, постоянная составляющая которого и создает поле обратной связи. Обе рабочие обмотки д. н. с самонасыщением работают попеременно, причем подмагничивающий поток обратной связи имеет одинаковое направление во время обоих полупериодов.

На рис. 1-33, *г* приведена схема одновентильного д. н. с самонасыщением [Л. 11], отличающаяся тем, что она содержит один вентиль вместо двух. В этой схеме, в той из рабочих обмоток, которая включена последовательно с вентилем, ток $i_{р1}$ протекает лишь в течение одной половины периода (рис. 1-35, *а*). Во второй же рабочей обмотке ток $i_{р2}$ протекает в течение обоих полупе-

риодов. В первый полупериод (рис. 1-35,*б*) амплитуды токов $i_{р1}$ и $i_{р2}$ равны, а во второй полупериод, когда ток $i_{р1}$ становится равным нулю, амплитуда тока $i_{р2}$ увеличивается вдвое, так как амплитудное значение суммарного тока в цепи нагрузки в течение обоих полупериодов должно оставаться неизменным (рис. 1-35,*в*).

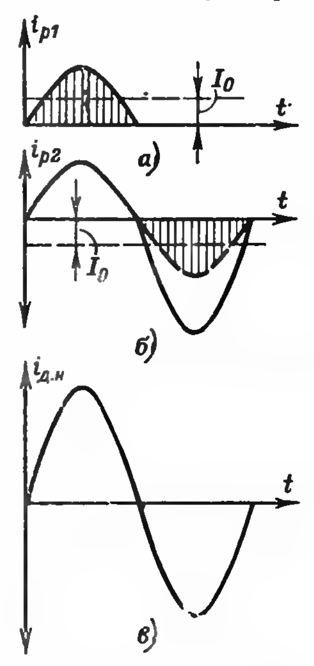


Рис. 1-35. Форма токов в рабочих обмотках (*а*, *б*) и в цепи нагрузки (*в*) одновентильного д. н. с самонасыщением.

Рассмотрение рис. 1-35,*а* и *б* показывает, что в данной схеме, как и в схеме рис. 1-33,*в*, сердечники д. н. подмагничиваются постоянными составляющими тока в рабочих обмотках [1].

Дроссель насыщения с самонасыщением имеет такие же нагрузочные характеристики, как и д. н. с внешней обратной связью.

Коэффициент обратной связи д. н. с самонасыщением равен единице, так как обратная связь создается непосредственно в рабочей обмотке. Исследованиями, результаты которых приведены в [Л. 12], установлено, что оптимальное значение $k_{о.с}$ составляет около 0,8, так как при этом д. н. имеет наименьшую массу и наименьшую длительность переходного процесса. Одна из схем д. н. с самонасыщением, обеспечивающая $k_{о.с}$, меньший единицы, приведена на рис. 1-33,*д*. Коэффициент обратной связи в этой схеме может быть определен из выражения $k_{о.с} = w_р/(w_р + w'_р)$.

Как уже отмечалось, д. н. используются в цепях переменного тока в качестве регулируемых индуктивных сопротивлений. Основной областью их использования являются регуляторы и стабилизаторы напряжения. В том случае, когда сопротивление нагрузки в процессе

[1] Диаграммы рис. 1-35 составлены при условии работы д. н. на активную нагрузку и при отсутствии потерь в вентиле.

регулирования и стабилизации остается неизменным, расчетная мощность д. н. может быть найдена следующим образом.

Мощность д. н., работающего в режиме стабилизации напряжения, равна произведению тока, протекающего через его рабочую обмотку, на величину максимального напряжения на его зажимах, т. е.

$$S_{д.н}=I_{д.н}U_{д.н.макс}. \qquad (1\text{-}106)$$

Мощность д. н., работающего в режиме регулятора тока при больших кратностях его изменения, равна произведению наибольшего тока рабочей обмотки на величину минимального напряжения на его зажимах, т. е.

$$S_{д.н}=I_{д.н.макс}U_{д.н.мин}. \qquad (1\text{-}107)$$

Мощность д. н. можно определить в общем виде, выражая напряжение и ток д. н. в виде

$$U_{д.н}=4kB_{макс}fS_{ст}k_{ст}w_{р}10^{-4}; \qquad (1\text{-}108)$$

$$I_{д.н}=\frac{aw_{\sim}l_{ст}}{w_{р}}, \qquad (1\text{-}109)$$

откуда

$$S_{д.н}=4kB_{макс}faw_{\sim}S_{ст}k_{ст}l_{ст}10^{-4}. \qquad (1\text{-}110)$$

Входящие в выражение (1-110) величины: k — коэффициент формы кривой напряжения, $B_{макс}$ — амплитудное значение индукции и $aw_{\sim}$ — удельные переменные ампер-витки намагничивания, могут быть определены из электромагнитных характеристик сердечников д. н., снятых при одновременном их намагничивании переменным и постоянным магнитными полями.

Эти характеристики могут быть представлены в виде семейства кривых $B_{макс}=f(aw_{=})$, снятых при различных постоянных значениях $aw_{\sim}$. В связи с несинусоидальностью кривых магнитной индукции и непостоянством коэффициента формы кривой напряжения на зажимах д. н. при изменении удельных ампер-витков подмагничивания $aw_{=}$ более правильно представить указанные выше кривые в виде зависимостей $4kB_{макс}=f(aw_{=})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$. Примерный вид этих зависимостей для д. н. без обратной связи и с внутренней обратной связью представлен на рис. 1-36, *а—в*.

Кривые двойного намагничивания позволяют выбрать дополнительные режимы работы д. н., обеспечивающие

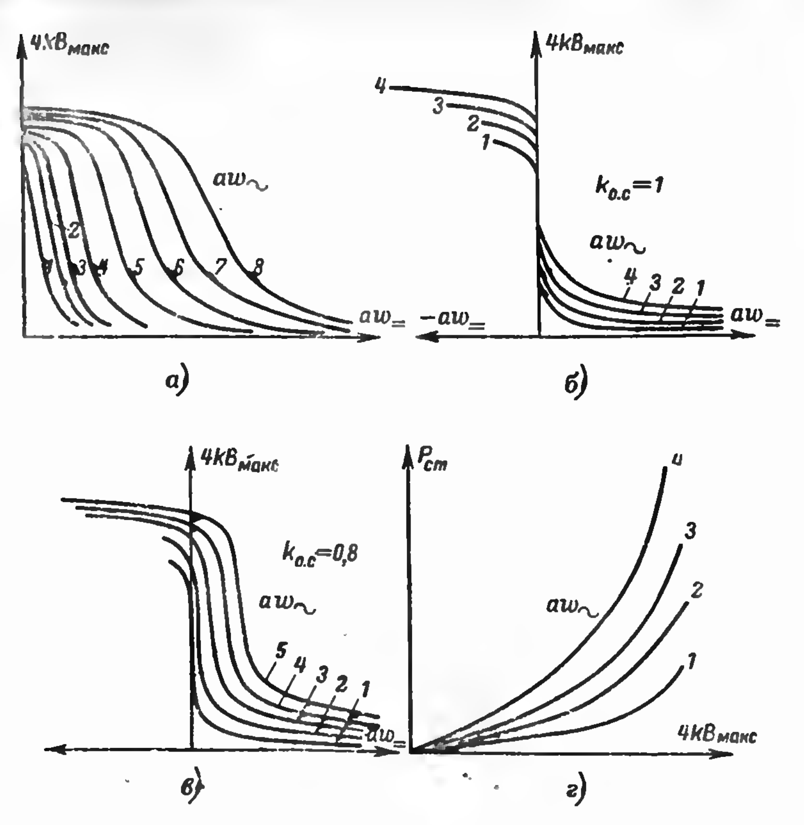


Рис. 1-36. Электромагнитные характеристики д. н.

а — кривые двойного намагничивания для д. н. без обратной связи; *б* — то же для д. н. с обратной связью ($k_{о.с}=1$); *в* — то же для д. н. с обратной связью ($k_{о.с}=0{,}8$); *г* — кривые удельных потерь в стали д. н.

получение максимального изменения магнитной индукции в сердечнике при относительно малых изменениях постоянных подмагничивающих ампер-витков.

Однако эти кривые недостаточны для полной характеристики работы д. н. На рис. 1-36, *г* приведена примерная форма кривых зависимости удельных потерь в стали сердечников д. н. от магнитной индукции при неизменных значениях удельных переменных ампер-витков намагничивания $p_{ст}=f(4kB_{макс})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$. Эти кривые, отражающие способность сердечников д. н. перемагничиваться, позволяют рассчитать необходимый тепловой режим д. н.

Глава вторая

КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ. КОНСТРУКТИВНЫЕ РАСЧЕТЫ

2-1. Условия работы и требования к конструкции трансформаторов и дросселей

Трансформаторы и дроссели малой мощности используются в радиоэлектронной аппаратуре, работающей в самых разнообразных условиях. В процессе эксплуатации трансформаторы и дроссели подвергаются различным механическим воздействиям (вибрации и ударам); они могут использоваться в весьма тяжелых атмосферных условиях: при изменении температуры окружающего воздуха в широких пределах (от —65 до +250 °С), высокой относительной влажности воздуха (до 98% при температуре до +40 °С) и при пониженном атмосферном давлении (до 5 *мм рт. ст.*).

Наиболее опасным для трансформаторов и дросселей, если не считать механических повреждений, является воздействие влаги, которое сокращает срок их службы. Уменьшение сопротивления изоляции и рост диэлектрических потерь в связи с увлажнением снижают электрическую прочность отдельных обмоток, в результате чего может произойти замыкание части витков одной из обмоток или пробой изоляции между ними. Кроме того, при длительном воздействии влаги на обмотку и при высокой температуре окружающего воздуха возможна коррозия проводов, которая при небольших диаметрах может привести к их обрыву.

Под влиянием пониженного давления резко снижается как электрическая прочность воздуха, так и электрическая прочность изоляции вследствие ионизации воздуха в ее порах; при этом облегчаются условия возникновения коронного разряда.

Изменения в больших пределах температуры окружающего воздуха также ухудшают условия работы изоляционных материалов. При отрицательных температурах возможно их растрескивание, а при положительных — резкое снижение сопротивления изоляции и электрической прочности.

Конструкция трансформаторов и дросселей, используемых в указанных выше условиях, должна обеспечи-

вать их надежную работу в течение всего заданного срока службы. Поэтому к их конструкции предъявляются следующие основные требования: механическая прочность, нагревостойкость, влагостойкость и электрическая прочность. Под перечисленными выше требованиями подразумевается способность конструкции противостоять механическим и температурным воздействиям, сохранять работоспособность при повышенной влажности и во всех случаях климатических воздействий обеспечивать достаточный запас электрической прочности изоляции обмоток.

Однако конструкция трансформаторов и дросселей определяется не только перечисленными выше требованиями. Большое значение имеют также технико-экономические требования, подробно изложенные в гл. 4.

И, наконец, еще одно важное требование — это технологичность конструкции трансформаторов и дросселей, т. е. возможность изготовления их с применением наиболее экономичных технологических процессов.

2-2. Материалы для изготовления магнитопроводов и обмоток

Основными элементами конструкции трансформаторов и дросселей являются магнитопровод и обмотки.

Магнитопровод. Назначение магнитопровода заключается в том, чтобы создать замкнутый путь для магнитного потока, обладающий возможно меньшим магнитным сопротивлением. Поэтому магнитопроводы трансформаторов и дросселей различных типов необходимо изготовлять из материалов, обладающих высокой магнитной проницаемостью в сильных переменных магнитных полях. Эти материалы должны иметь малые потери на вихревые токи и перемагничивание с тем, чтобы обеспечить допустимый нагрев сердечника при достаточно больших значениях магнитной индукции. Желательно также, чтобы материалы, предназначенные для изготовления магнитопроводов трансформаторов и дросселей, были дешевыми и не требовали сложной механической и термической обработки.

Все перечисленные ранее требования трудно совместимы один с другим и не могут быть полностью реализованы в одном материале; поэтому на практике применяется большое количество разнообразных магнитных

материалов, и окончательный выбор может быть сделан путем всестороннего их сравнения.

Магнитные материалы, используемые для изготовления магнитопроводов, поставляются промышленностью либо в виде отдельных листов, либо в виде длинных лент определенной толщины и ширины. Листовые магнитные материалы, известные также под названием тонколистовых электротехнических сталей, изготавливаются методами горячей и холодной прокатки; ленточные же магнитные материалы — только методом холодной прокатки.

Магнитные свойства горячекатаных сталей практически одинаковы во всех направлениях (т. е. как вдоль, так и поперек направления проката). В результате холодной прокатки кристаллы железа ориентируются преимущественно в одном направлении, совпадающем с направлением проката. Поэтому холоднокатаные стали обладают меньшими удельными потерями и значительно лучшими электромагнитными характеристиками вдоль направления проката по сравнению с горячекатаными. Такие стали известны также под названием текстурованных.

На практике применяются также малотекстурованные холоднокатаные стали, занимающие по своим параметрам промежуточное положение между горячекатаными и холоднокатаными текстурованными сталями.

В соответствии с ГОСТ 802-58 все электротехнические стали, применяемые для изготовления магнитопроводов маломощных силовых трансформаторов и дросселей, можно разделить на три основные группы:

1) горячекатаные электротехнические стали (Э31, Э32, Э41, Э42, Э43, Э43А толщиной 0,35 *мм* и Э44 толщиной 0,20 *мм*);

2) холоднокатаные текстурованные электротехнические стали с малыми потерями и повышенной магнитной проницаемостью в сильных полях (Э310, Э320, Э330, Э330А толщиной 0,35 *мм* и Э340 толщиной 0,20 *мм*);

3) холоднокатаные малотекстурованные электротехнические стали (Э3100 и Э3200) толщиной 0,5 и 0,2 *мм* соответственно.

Все перечисленные ранее марки листовых электротехнических сталей используются главным образом для изготовления пластинчатых магнитопроводов.

Для ленточных магнитопроводов широко применяется холоднокатаная рулонная текстурованная сталь, изготавливаемая в соответствии с ГОСТ 9925-61.

В зависимости от частоты питающей сети холоднокатаные ленточные стали, применяемые для изготовления магнитопроводов трансформаторов и дросселей малой мощности, могут быть разделены на две группы: стали для магнитопроводов на частоту 50 *гц* (Э310, Э320, Э330 толщиной 0,5 и 0,35 *мм* и Э330А толщиной 0,35 *мм*) и стали для магнитопроводов на частоту 400 *гц* (Э340, Э350, Э360, Э360А толщиной 0,10 и 0,15 *мм*).

Из горячекатаных сталей наименьшими удельными потерями обладают стали марок Э343А (50 *гц*) и Э44 (400 *гц*), а из холоднокатаных — стали марок Э330А (50 *гц*) и Э340 (400 *гц*).

В практике изготовления магнитопроводов для силовых маломощных трансформаторов и дросселей в настоящее время наибольшее применение нашли электротехнические стали марок Э42 и Э320 толщиной 0,35 *мм* (при частоте 50 *гц*), Э44 толщиной 0,2 *мм* (при частоте 400 *гц*), а также стали марки Э340 толщиной 0,15 *мм* и Э350 толщиной 0,08 *мм* (при частоте 400 *гц*).

Значительно реже для изготовления магнитопроводов используются железо-никелевые сплавы, изготовляемые в соответствии с ГОСТ 10160-62. К их числу относятся сплавы марок 50Н, 50НП, 65НП, 34НКМП, 79НМ и 80НХС.

Сплав 50Н изготовляется в виде холоднокатаных лент или горячекатаных листов. Этот сплав обладает наивысшим значением индукции насыщения из всей группы железо-никелевых сплавов (не менее 1,5 *тл*) и используется для изготовления магнитопроводов силовых трансформаторов и дросселей, работающих при повышенных индукциях без подмагничивания или с небольшим подмагничиванием.

Сплавы 50НП, 65НП и 34НКМП изготовляются в виде холоднокатаных лент. Характерным их свойством является близкая к прямоугольной петля перемагничивания, что предопределяет их использование для сердечников магнитных усилителей. Большей индукцией насыщения обладают сплавы 65НП (1,3 *тл*) и 34НКМП (1,5 *тл*).

Сплавы 79НМ и 80НХС, изготавливаемые в виде холоднокатаных лент, характеризуются высокой магнит-

ной проницаемостью при малой индукции насыщения — 0,75 *тл* (79НМ) и 0,65 *тл* (80НХС). Основная область их применения — магнитные усилители.

Наряду с высокими магнитными свойствами железо-никелевые сплавы имеют и существенные недостатки, к которым относятся высокая стоимость и сложная технология изготовления сердечников. Эти недостатки существенно ограничивают применение железо-никелевых сплавов.

Обмотки. Следующим основным элементом конструкции трансформаторов и дросселей являются обмотки, для изготовления которых используется широкая номенклатура обмоточных проводов и большое количество разнообразных изоляционных материалов.

Обмоточные провода представляют собой проволоку круглого или прямоугольного сечения, покрытую изоляцией, которая предохраняет от замыкания расположенные рядом витки обмотки.

В качестве материала для изготовления проволоки используется в основном медь, имеющая малое удельное сопротивление.

По виду изоляции обмоточные провода делятся на три группы: провода с эмалевой изоляцией; провода с волокнистой, пленочной или бумажной изоляцией; провода с комбинированной изоляцией.

При изготовлении обмоток трансформаторов и дросселей малой мощности наиболее широко применяются провода с эмалевой изоляцией. Их основным достоинством является малая толщина изоляционного слоя и невысокая стоимость. При малых диаметрах проводов (0,05—0,40 *мм*) применение других видов изоляции нежелательно, так как приводит к значительному увеличению размеров, массы и стоимости трансформаторов и дросселей.

Все виды эмалированных покрытий обмоточных проводов обладают достаточно высокой стойкостью к воздействию лаков, применяемых для пропитки обмоток.

Недостатком проводов с эмалевой изоляцией, изготовленной на основе масляных эмальлаков на тунговом и льняном маслах с добавлением фенолоформальдегидных смол (марки ПЭЛ), является низкая механическая прочность изолирующего слоя. Однако в настоящее время нашли широкое применение высокопрочные эмали

типа винифлекс, а в последнее время разработаны эмали на основе полиамидных эмальлаков, обеспечивающие высокие механические свойства и допускающие более высокую, чем для обычных эмалей, рабочую температуру.

Отечественной промышленностью выпускаются круглые проволоки с эмалевой изоляцией следующих марок:

для работы при температуре до +105 °С — ПЭЛ с эмалевым покрытием из лака на масляной основе (ГОСТ 2773-69);

для работы при температуре +105 °С — ПЭВ-1 и ПЭВ-2 с эмалевым высокопрочным покрытием (утолщенным для ПЭВ-2) из лака ВЛ-931 (ГОСТ 7262-70);

для работы при температуре +120 °С — ПЭВТЛ-1 и ПЭВТЛ-2 с эмалевым высокопрочным покрытием на основе полиуретанового лака с утолщенным слоем для ПЭВТЛ-2 (МРТУ 16.505.009-64);

для работы при температуре +130 °С — ПЭТВ с эмалевым покрытием из полиэфирного лака (ОСТ 16.505.001-70);

для работы при температуре +220 °С — ПНЭТ-имид с эмалевым покрытием на основе полиимидов (ТУ 16.06.374-69).

Кроме круглого, выпускается также и прямоугольный провод марки ПЭВП, покрытый слоем высокопрочной эмали (ТУ 16.505.080-70).

В качестве волокнистой изоляции обмоточных проводов используется шелк лавсан, хлопчатобумажная пряжа и стекловолокно, обладающие достаточной механической и электрической прочностью. Промышленностью выпускается провод марки ПЛБД с изоляцией одним слоем шелка лавсан и одним слоем хлопчатобумажной пряжи для работы при температуре +105 °С (МРТУ2.017.17-63).

Необходимая механическая и электрическая прочность проводов указанных марок обеспечивается только в результате пропитки волокнистой изоляции соответствующими лаками.

Для работы при более высоких температурах применяются провода:

для работы при температуре +155 °С — ПСД с изоляцией из двух слоев стекловолокна с подклейкой и пропиткой нагревостойким лаком (ГОСТ 7019-71);

для работы при температуре +180 °С — ПСДК с изоляцией из двух слоев стекловолокна с подклейкой и пропиткой кремнийорганическим лаком (ГОСТ 7019-71).

Механическую прочность эмалевых проводов можно повысить путем дополнительной их изоляции органическими или неорганическими волокнистыми материалами (хлопчатобумажной, шелковой, лавсановой пряжей или пряжей из стекловолокна).

Из большого количества проводов с комбинированной изоляцией следует указать на провода следующих марок:

для работы при температуре до +105 °С — ПЭЛШО с эмалевым покрытием на основе фенолформальдегидных смол, модифицированных маслами, и обмоткой из натурального шелка (ГОСТ 16507-70);

для работы при температуре +120 С — ПЭПЛО с эмалевым покрытием на основе полиуретанового лака и обмоткой из лавсана;

для работы при температуре +130 С — ПЭТЛО с эмалевым покрытием на основе полиэфирного лака и обмоткой из шелка лавсан.

Провода марок ПЭПЛО и ПЭТЛО изготовляются по МРТУ2.017.17-63.

Из перечисленных выше марок проводов наибольшее применение для изготовления обмоток трансформаторов и дросселей малой мощности, работающих при температурах окружающей среды до +50 °С, находят провода марок ПЭВ, ПЭВТЛ и ПЭТВ. Провода марки ПЭЛШО в связи с их высокой стоимостью применяются сравнительно редко и лишь в тех случаях, когда применение других марок невозможно (например, при изготовлении небольших трансформаторов и дросселей тороидальной конструкции).

Из теплостойких проводов наиболее часто применяются провода марок ПСД и ПСДК.

Кроме обмоточных проводов используются также специальные марки проводов для выводов концов обмоток. Наиболее часто для этой цели применяются провода марок МГШДО (при рабочем напряжении до 127 *в*) и МГШДЛ (при рабочем напряжении до 220 *в*).

Провода марки МГШДО имеют токопроводящую жилу, скрученную из медных луженых проволок, изолированную двойной обмоткой из полиамидного шелка. Для провода МГШДЛ обмотка лакированная.

Провода МГШДО и МГШДЛ изготовляются по ГОСТ 10349-63.

Для выводных концов высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов рекомендуются провода марок ПТЛ-250, МГТФ, МГТФЛ и ПВТФ.

Провода марок ПТЛ-250 имеют токопроводящую жилу из посеребренных медных проволок, изолированную пленкой из фторопласта-4 и обмоткой из стеклонити, поверх которых размещена лакированная оплетка из стеклонитей. Сечения проводов ПТЛ-250 составляют от 0,35 до 70 *мм*². Рабочая температура до +250 °С. Рабочее напряжение до 250 *в* (действ.) (ТУ ОМ4.505.087-60).

Провод марки МГТФ представляет собой гибкий провод с термообработанной изоляцией из пленок фторопласта. Сечения проводов составляют от 0,07 до 0,14 *мм*². Рабочая температура до +220 °С. Рабочее напряжение — 250 *в* (действ.) (МРТУ 2.017.4-62).

Провод марки МГТФЛ имеет такую же конструкцию, как и провод МГТФ, но отличается дополнительной оплеткой или двойной обмоткой из шелка лавсан, лакированной кремнийорганическим лаком. Сечения проводов составляют от 0,1 до 1,5 *мм*². Рабочая температура до +200 °С. Рабочее напряжение до 500 *в* (действ.) (ТУ ОМЧ.505.209.58).

Провода марок ПВТФ-2 и ПВТФ-5 (ТУ ОМЧ.505.073-60) представляют собой токопроводящие жилы, скрученные из медных луженых проволок, изолированных лентами из фторопласта-4 с промазкой кремнийорганической жидкостью. Для ПВТФ-5 изоляция утолщена. Сечения жил провода составляют от 0,12 до 1,5 *мм*². Рабочая температура до +200 °С. Рабочие напряжения до 2 *кв* (действ.) (ПВТФ-2) и 5 *кв* (действ.) (ПВТФ-5).

В последнее время для намотки дросселей переменного тока и сглаживающих дросселей применяют медную и алюминиевую фольгу.

Медная фольга изготовляется по ГОСТ 5638-51 толщиной от 0,015 до 0,05 мм при ширине ленты от 20 до 150 *мм*.

Алюминиевая фольга изготовляется по ГОСТ 618-62 толщиной от 0,005 до 0,2 *мм* при ширине ленты от 10 до 600 *мм*.

Как медная, так и алюминиевая фольга выпускается без изоляционного покрытия, которое наносится в процессе изготовления катушки. Медную фольгу покрывают

слоем изоляционного лака, а алюминиевую — оксидируют, создавая на ее поверхностях весьма тонкий слой окиси алюминия.

Основными причинами, препятствующими широкому использованию фольги, являются трудность обеспечения ее надежной изоляции, сложность осуществления припайки или сварки выводов с тонкой фольгой, низкая влагостойкость оксидной пленки (при использовании алюминиевой фольги).

Основные данные обмоточных проводов приведены в таблицах приложения III.

2-3. Конструкция магнитопроводов

В зависимости от технологии изготовления магнитопроводы трансформаторов и дросселей небольшой мощности делятся на пластинчатые и ленточные.

Пластинчатые магнитопроводы собираются из отдельных пластин, изготовляемых путем штамповки и изолированных один от другого оксидной пленкой (при небольших индукциях) или слоем изоляционного лака для уменьшения потерь на вихревые токи. Для восстановления магнитных свойств материала, значительно ухудшающегося при штамповке, пластины перед покрытием их изоляционным лаком предварительно отжигаются. Ленточные магнитопроводы изготовляются из ленты, предварительно покрытой специальными изолирующими и склеивающими составами, выдерживающими высокую температуру при отжиге собранного сердечника.

По конструктивному выполнению пластинчатые и ленточные магнитопроводы делятся на три основные типа, изображенные на рис. 2-1: стержневые, броневые и кольцевые.

Стержневые пластинчатые магнитопроводы (рис. 2-1,*а*), называемые также П-образными, обычно собираются из прямоугольных пластин одинаковой ширины. Для уменьшения магнитного сопротивления в местах стыка отдельных пластин их собирают с перекрытием, т. е. так, чтобы места стыков перекрывались пластинами следующего ряда. Броневые пластинчатые магнитопроводы (рис. 2-1,*б*), называемые также Ш-образными, собираются аналогично, причем в каждом слое помещаются пластины двух типов — одна Ш-образная и одна прямо-

угольная. Кольцевые пластинчатые магнитопроводы (рис. 2-1,*в*) (называемые также О-образными) собираются из отдельных штампованных колец.

Стержневые и броневые ленточные магнитопроводы собираются встык из отдельных сердечников подково-

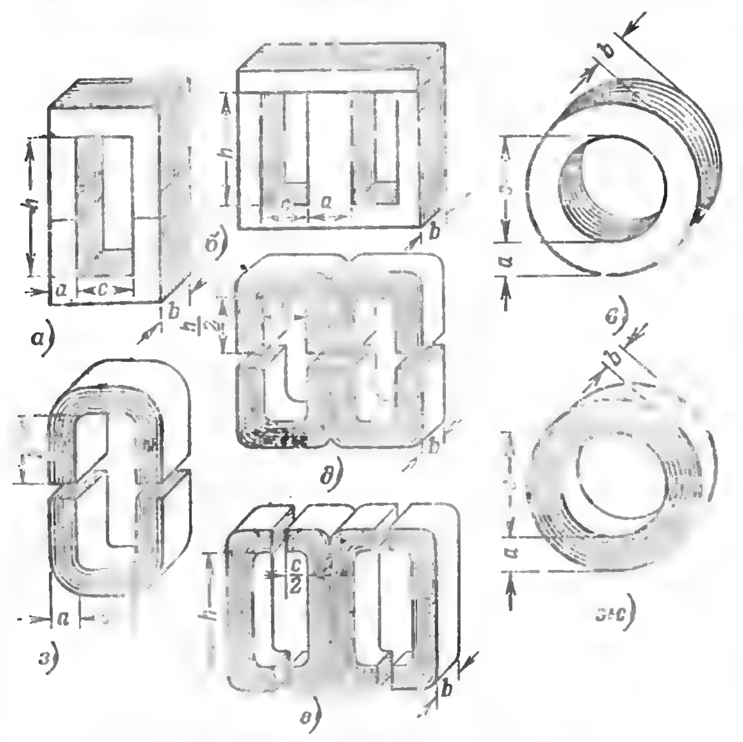


Рис. 2-1. Конструкции однофазных магнитопроводов.

а — стержневого пластинчатого; *б* — броневого пластинчатого; *в* — кольцевого пластинчатого; *г* — стержневого ленточного; *д* — броневого ленточного; *ж* — кольцевого ленточного; *е* — броневого ленточного с продольным резом.

образной (рис. 2-1,*г* и *д*) формы (называемые также С-образными). В последнее время появились ленточные магнитопроводы с продольным разрезом (рис. 2-1,*е*). Для получения возможно меньшего магнитного сопротивления в местах стыка С-образных сердечников их торцовые поверхности подвергаются шлифовке. Кольцевые ленточные магнитопроводы (рис. 2-1,*ж*), изготовляемые путем навивки ленты требуемой ширины на оправку заданного размера, дополнительной сборки не требуют.

Все перечисленные ранее конструкции магнитопроводов применяются в качестве сердечников в однофазных трансформаторах и дросселях. В трехфазных трансформаторах обычно используется стержневая конструкция, называемая также Е-образной. Конструкции трехфазного

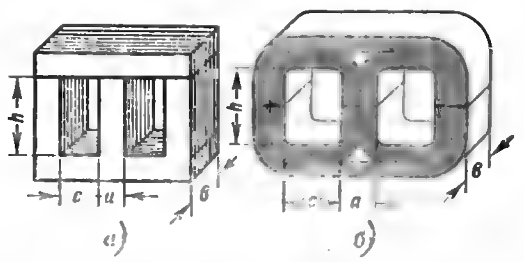


Рис. 2-2. Конструкции трехфазных стержневых магнитопроводов.
а — пластинчатого; *б* — ленточного.

пластинчатого и трехфазного ленточного сердечников показаны на рис. 2-2.

Магнитопроводы сглаживающих дросселей, как указывалось ранее, имеют воздушный (немагнитный) зазор (Δ). На рис. 2-3 приведены конструкции магнитопроводов сглаживающего дросселя.

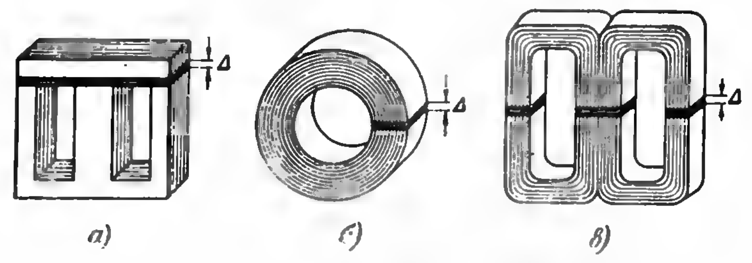


Рис. 2-3. Конструкции магнитопроводов сглаживающих дросселей.
а — броневого пластинчатого; *б* — тороидального ленточного; *в* — броневого ленточного.

На рис. 2-3,*а* показана конструкция броневого пластинчатого магнитопровода. Его характерной особенностью является сборка пластин не с перекрытием, а в одну сторону. На рис. 2-3,*б* приведена конструкция кольцевого магнитопровода, в котором с одной стороны сделан разрез, заполненный изоляционной прокладкой. На рис. 2-3,*в*

показана конструкция броневого ленточного магнитопровода.

В пластинчатых магнитопроводах, собираемых с перекрытием, стыки между отдельными пластинами чередуются со сквозными пластинами. Поэтому большая часть магнитного потока в местах стыка проходит через сквозную пластину, а его меньшая часть — через воздушный зазор (рис. 2-4,*а*). В результате этого индукция в сквоз-

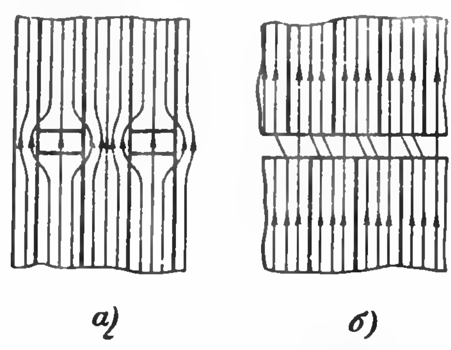


Рис. 2-4. Распределение магнитного потока в местах стыков магнитопровода.

ных пластинах увеличивается, что приводит к возрастанию намагничивающей мощности. В ленточных С-образных магнитопроводах весь магнитный поток проходит через воздушный зазор (рис. 2-4,*б*), что также значительно увеличивает намагничивающую мощность. Увеличение намагничивающей мощности приводит к увеличению тока холостого хода трансформаторов и значительно ухудшает магнитные характеристики сердечников, используемых для дросселей насыщения и магнитных усилителей. Поэтому на практике применяется технология сборки пластинчатых и ленточных С-образных сердечников, позволяющая значительно улучшить их магнитные свойства. По этой технологии пластинчатые магнитопроводы собираются не с перекрытием, а в одну сторону, как и магнитопроводы сглаживающих дросселей; после сборки обе части магнитопровода склеиваются при помощи специальной ферромагнитной пасты[1]. При использовании

---

[1] Состав пасты: эпоксидная смола ЭД-5—18,5 массовых частей (м. ч.), карбонильное железо Р-4—77,0 м. ч., малеиновый ангидрид — 4,5 м. ч.

С-образных сердечников обе его половины склеиваются той же пастой.

Введение в воздушный зазор ферромагнитной пасты приводит к уменьшению полного магнитного сопротивления сердечника и потерь в нем. Особенно эффективно использование пасты для магнитопроводов малых размеров, у которых сопротивление воздушного зазора представляет значительную часть их общего сопротивления.

Однако для получения требуемого эффекта, т. е. уменьшения тока х. х., необходимо, чтобы состав пасты был однородным, а склеивающий слой был возможно тоньше.

Качество сборки любого магнитопровода характеризуется коэффициентом заполнения геометрического сечения сталью ($k_{ст}$), представляющим собой отношение сечения стали сердечника (без учета изоляционных покрытий стальных листов и лент) к площади геометрического сечения сердечника.

Величина коэффициента $k_{ст}$ зависит от толщины листа (ленты) и толщины изоляционного покрытия и убывает с уменьшением толщины стали.

2-4. Конструкция катушек

Катушки трансформаторов и дросселей представляют собой совокупность обмоток и системы изоляции, обеспечивающей их нормальное функционирование в заданных условиях окружающей среды.

Изоляционная система катушек включает в себя следующие элементы: изоляцию обмоточных проводов; изоляцию обмотки от магнитопровода; междуслоевую изоляцию; междуобмоточную изоляцию; внешнюю (наружную) изоляцию.

Выводы обмоточных проводов, применяемые в трансформаторах и дросселях, были рассмотрены ранее в § 2-2.

Ко всем остальным видам изоляции предъявляются требования обеспечения необходимого сопротивления изоляции, заданной электрической и механической прочности, хорошей теплопроводности, влагостойкости и химической стойкости.

Изоляция обмотки от стержневых и броневых магнитопроводов осуществляется при помощи каркасов, изго-

товляемых из негигроскопического материала, обладающего требуемой электрической и механической прочностью. Простейший и наиболее распространенный тип каркаса прдставляет собой гильзу, изготовляемую из электротехнического картона (электрокартона). Сравнительно часто применяются склеенные из электрокартона каркасы, отличающиеся от гильз наличием боковых щечек, защищающих торцовые части обмоток от механических повреждений. При массовом производстве трансформа-

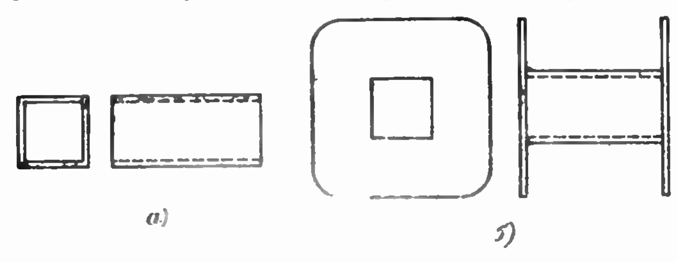


Рис. 2-5. Гильза (*а*) и каркас (*б*).

торов и дросселей используются сборные каркасы, изготовляемые из твердых изоляционных материалов (гетинакса или текстолита), или каркасы, прессованные из различных изоляционных пластмасс.

Образцы гильзы и каркаса приведены на рис. 2-5.

Междуслоевая изоляция служит для защиты отдельных слоев каждой обмотки от пробоя между ними. Она принципиально необходима в высоковольтных трансформаторах, в которых имеется большая разность потенциалов между соседними слоями. В низковольтных трансформаторах и дросселях необходимая междуслоевая изоляция обеспечивается изоляцией самого провода. Однако междуслоевые прокладки применяются и в низковольтных трансформаторах для более ровной укладки провода.

Кроме указанных ранее общих требований междуслоевая изоляция должна обладать следующими свойствами: хорошей впитывающей способностью к пропитывающему составу; малой толщиной для обеспечения высокого коэффициента заполнения окна магнитопровода; высоким электросопротивлением после многократных перегибов. Поверхность материала, используемого для междуобмоточной изоляции, должна быть шероховатой, а сам материал непрозрачным.

Междуобмоточная изоляция служит для обеспечения необходимой электрической прочности между отдельными обмотками, входящими в катушку.

Внешняя изоляция катушки предохраняет обмотку от пробоя на корпус или соседние детали, а также от внешних повреждений.

Основным назначением материалов, используемых для междуобмоточной и внешней изоляции, является заполнение объема катушки трансформатора или дроссе-

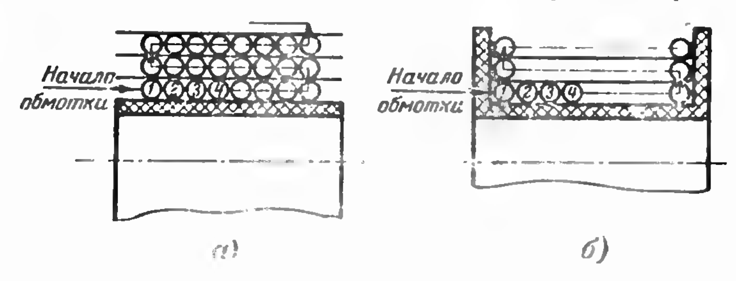


Рис. 2-6. Многослойная рядовая намотка.
а — на гильзе; *б* — на каркасе.

ля, с тем чтобы исключить возможность электрического пробоя между обмотками и с наружной обмотки — на корпус.

Междуслоевая, междуобмоточная и внешняя изоляция катушки выполняется из различных сортов изоляционной бумаги: кабельной, телефонной, конденсаторной, пропиточной или микалентной.

На рис. 2-6 изображена в разрезе обмотка трансформатора, намотанного на гильзе и на каркасе. Из рис. 2-6 видно, что витки обмотки располагаются не по всей длине гильзы, а лишь на ее части. Это необходимо как по условиям электрической изоляции обмоток, так и для защиты провода от механических повреждений и сползания.

Обмотка, изображенная на рис. 2-6, называется многослойной рядовой. Отдельные витки укладываются плотно друг к другу, т. е. виток к витку. При невысоких рабочих напряжениях, небольших диаметрах проводов и хорошей их изоляции иногда применяют обмотку с беспорядочным расположением отдельных витков (обмотка «внавал» или «вразброс»). Для выравнивания обмотки и уменьшения вероятности появления короткозамкнутых

витков намотку «внавал» ведут отдельными слоями, между которыми помещают междуслоевую изоляцию (рис. 2-7).

К одной из разновидностей многослойной рядовой обмотки относится галетная обмотка. При галетной конструкции вторичная обмотка трансформатора выполняется в виде одной или нескольких электрически изолированных одна от другой секций — галет. Такая конструкция обмотки наиболее часто применяется в высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторах, в которых вторичные обмотки должны быть хорошо изолированы от первичной.

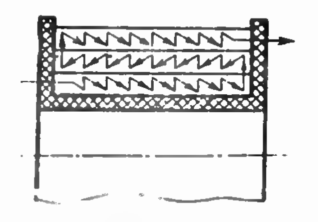


Рис. 2-7. Схема укладки провода обмотки «внавал».

На рис. 2-8 в качестве примера приведена конструкция обмоток высоковольтного трансформатора, у которого первичная обмотка (w_1) выполнена на гильзе, а вторичная (w_2) — в виде отдельной галеты.

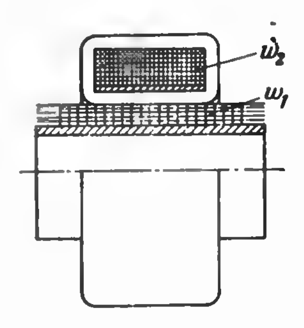


Рис. 2-8. Галетная обмотка.

Однако галетная конструкция может быть успешно применена и в низковольтных трансформаторах. Выполняя вторичную обмотку из большого количества стандартных галет и изменяя лишь схему их соединения, можно получить от трансформатора различные выходные напряжения.

Конструкция обмотки кольцевых сердечников значительно отличается от описанной выше конструкции обмоток стержневых и броневых сердечников. Это отличие заключается прежде всего в отсутствии специального изоляционного каркаса.

В тороидальных трансформаторах и дросселях изоляция обмоток от магнитопровода осуществляется путем обматывания сердечника лентой из изоляционного материала.

Отличием является также и то, что обмотка тороидальных трансформаторов и дросселей располагается по всей длине сердечника, полностью закрывая его.

Следует отметить конструктивную особенность этой обмотки, обусловленную различием в величинах наружного и внутреннего диаметров кольцевого сердечника. Если укладывать витки обмотки по наружному диаметру рядом один с другим, то по внутреннему диаметру, имеющему периметр значительно меньшей длины, все витки не смогут быть уложены в один слой; благодаря этому толщина намотки по внутреннему диаметру увеличивается. Из-за указанной особенности тороидальной намотки в ней неудобно применять междуслоевую изоляцию. Поэтому при тороидальной намотке целесообразно применять провода с повышенной электрической прочностью (как, например, провода марки ПЭВ-2 или ПЭЛШО). Междуобмоточная и внешняя изоляция тороидальной обмотки обычно выполняется из микалентной бумаги или пленочных диэлектриков (например, фторопласта).

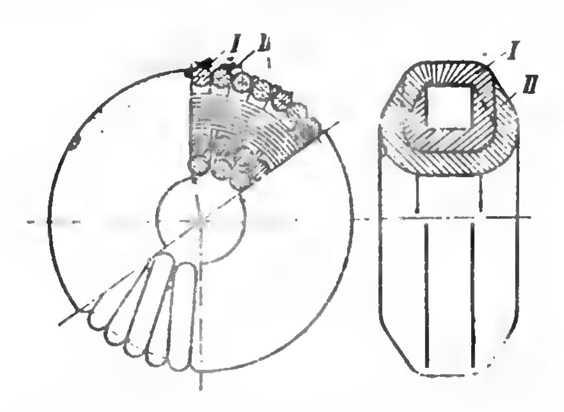


Рис. 2-9. Схематическое изображение многослойной тороидальной обмотки (*I*, *II* — слои обмотки).

Общий вид обмотки тороидального трансформатора приведен на рис. 2-9.

Рассмотрим теперь, каким образом размещаются катушки с обмотками трансформаторов и дросселей на магнитопроводах.

На рис. 2-10 приведены эскизы размещения обмоток на стержневых, броневых и кольцевых магнитопроводах.

Конструкция по рис. 2-10,*а* иногда применяется в высоковольтных трансформаторах, так как разделение об-

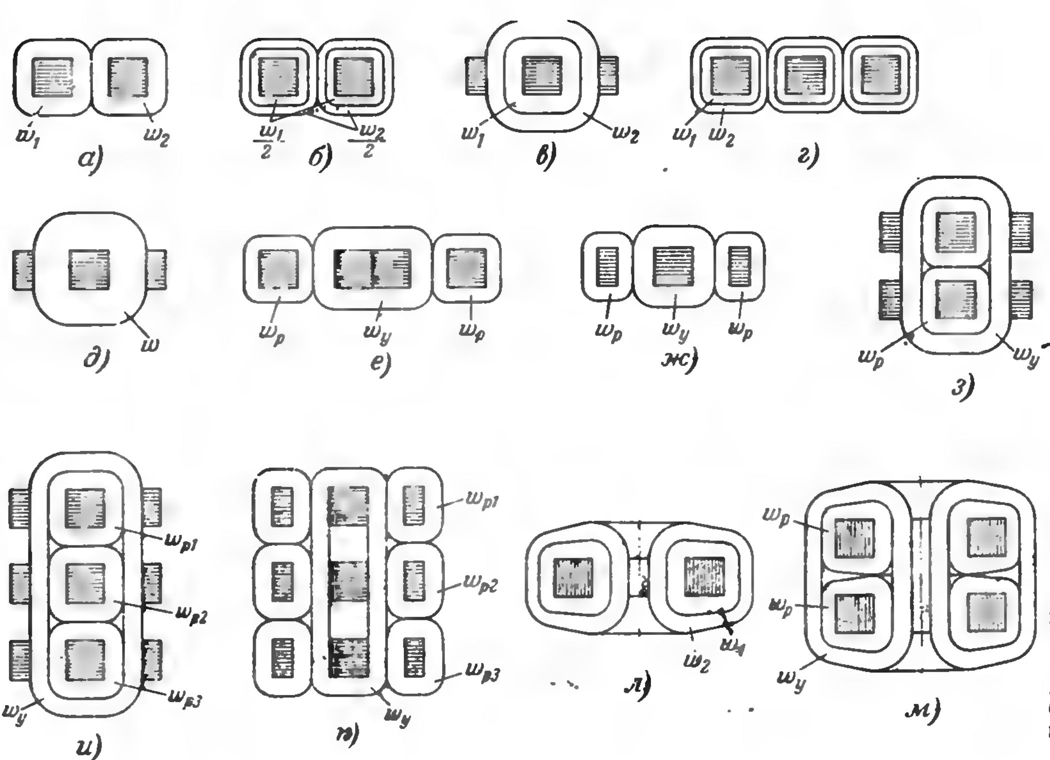


Рис. 2-10. Размещение катушек трансформаторов и дросселей на магнитопроводах стержневого, броневого и кольцевого типов.

моток позволяет улучшить их изоляцию друг от друга. Ее недостатком является большое рассеяние магнитного потока.

Конструкции по рис. 2-10,*б* и *в* применяются в низковольтных трансформаторах. Основными достоинствами стержневого трансформатора, собранного по рис. 2-10,*б*, являются: малая индуктивность рассеяния вследствие меньшего числа витков на каждой катушке, а также и меньшей толщины намотки; меньший расход обмоточных проводов, так как уменьшение толщины намотки приводит к уменьшению средней длины витка обмоток. Кроме того, при этой конструкции увеличивается относительная поверхность охлаждения катушки. Основными достоинствами броневого трансформатора, собранного по рис. 2-10,*в*, являются: необходимость только одной катушки с обмоткой вместо двух, применяемых для стержневого трансформатора; более высокий коэффициент заполнения окна сердечника обмоточным проводом; частичная защита обмотки ярмом сердечника от механических повреждений.

На рис. 2-10,*г* показано размещение катушек трехфазного двухобмоточного трансформатора на магнитопроводе стержневого типа; на каждом стержне размещается катушка с двумя обмотками: первичной и вторичной. На рис. 2-10,*д* показано размещение обмотки дросселя переменного тока (или обмотки сглаживающего дросселя) на Ш-образном магнитопроводе. На рис. 2-10,*е—з* показано размещение катушек однофазных дросселей насыщения на двух отдельных П-образных сердечниках, на одном Ш-образном и на двух отдельных Ш-образных сердечниках.

При равной мощности конструкции дросселей, показанные на рис. 2-10,*е* и *з*, имеют меньшую массу стали, чем конструкция рис. 2-10,*ж*. В конструкциях рис. 2-10,*е* и *з* поток проходит по всему объему сердечника; в конструкции же, выполненной по рис. 2-10,*ж*, переменный магнитный поток в среднем стержне отсутствует. По расходу меди более выгодны конструкции рис. 2-10,*е* и *ж*, имеющие меньшую среднюю длину витка обмотки управления и большую поверхность охлаждения. По простоте сборки и изготовления наиболее простой является конструкция рис. 2-10,*ж*. Эта конструкция нашла наибольшее применение для изготовления однофазных дросселей насыщения.

На рис. 2-10,*и* и *к* приведены две конструкции трехфазных дросселей насыщения, у которых обмотки размещены на трех Ш-образных сердечниках. По расходу стали более выгодна конструкция рис. 2-10,*и*, у которой весь объем магнитопровода пронизывается переменным магнитным потоком; по расходу меди следует отдать предпочтение конструкции рис. 2-10,*к*, имеющей меньшую среднюю длину витка обмотки переменного тока и обмотки управления.

Рассмотрим теперь основные способы размещения обмоток на кольцевых магнитопроводах (рис. 2-10,*л* и *м*).

На рис. 2-10,*л* показано размещение обмоток тороидального трансформатора. Сравнивая эту конструкцию с рассмотренными выше конструкциями стержневого и броневого трансформаторов, следует отметить ее основное преимущество. Оно заключается в практически полном отсутствии рассеяния магнитного потока, если каждая из обмоток равномерно распределена по сердечнику. Основной недостаток тороидального трансформатора заключается в том, что тепло, выделяемое в сердечнике, излучается через обмотки, увеличивая их нагрев и уменьшая таким образом мощность трансформатора.

Размещение обмоток по рис. 2-10,*л* применяется не только для трансформаторов, но и для дросселей переменного тока.

На рис. 2-10,*м* показано размещение обмоток дросселя насыщения. Рабочие обмотки дросселя расположены на двух отдельных кольцевых магнитопроводах; управляющая обмотка расположена поверх рабочих обмоток, охватывая их снаружи. Эта конструкция, подобная конструкции рис. 2-10,*е*, является наилучшей для изготовления дросселей насыщения (а также и магнитных усилителей), так как в ней полностью используется весь объем сердечника, отсутствуют воздушный зазор и рассеяние магнитного потока.

В отличие от рассмотренных ранее конструкций трансформаторов и дросселей, в которых сердечники размещаются внутри катушек, в некоторых случаях оказывается более выгодным обратное их взаимное расположение.

На рис. 2-11,*а* приведена конструкция кольцевого трансформатора [Л. 14], состоящего из кольцевой цилиндрической катушки, по периметру которой расположены ленточные стержневые сердечники, охватывающие обмотку. Достоинствами данной конструкции являются: про-

стота изготовления катушки и относительно большая поверхность охлаждения сердечников. Это позволяет эффективно использовать данную конструкцию для мощных (примерно до 10 *ква*) трансформаторов на повышенные частоты.

На рис. 2-11,*б* приведена конструкция трансформатора так называемого кабельного типа. Эта конструкция по существу является развитием конструкции кольцевого трансформатора применительно к трансформаторам весь-

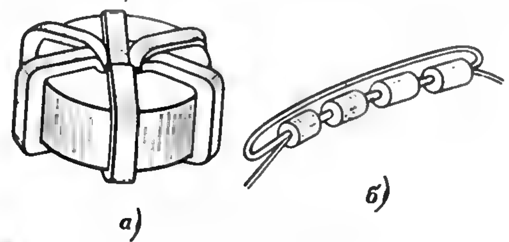


Рис. 2-11. Новые конструкции трансформаторов.
а — кольцевой; *б* — кабельный.

ма малых мощностей. Кабельный трансформатор представляет собой сильно вытянутую в продольном направлении кольцевую катушку, на которую нанизаны кольцевые сердечники, изготовленные из ферромагнитного материала. К преимуществам данной конструкции, помимо указанных ранее достоинств кольцевых трансформаторов, следует отнести малые габаритные размеры и возможность придания трансформатору произвольной формы. Это позволяет размещать трансформатор в любом свободном месте, что весьма ценно при размещении трансформатора в микроэлектронной аппаратуре. Кабельные трансформаторы особенно эффективны на повышенных и высоких частотах (например, в статических преобразователях напряжения).

Основным параметром, характеризующим катушку любого трансформатора или дросселя, является ее коэффициент заполнения.

Различают два вида коэффициентов заполнения:

1) коэффициент заполнения сечения катушки проводниковым материалом (k_0), представляющий собой отношение площади проводников всех обмоток катушки (без учета обмоточной изоляции) к полной площади поперечного сечения катушки;

2) коэффициент заполнения окна магнитопровода ($k_{ок}$), представляющий собой отношение площади, занимаемой проводниками всех обмоток катушки, к площади окна магнитопровода.

Коэффициент $k_{ок}$ всегда меньше коэффициента k_0, так как по условиям технологии изготовления катушек окно магнитопровода не может быть заполнено полностью. Наибольшая разница между $k_{ок}$ и k_0 имеет место в трансформаторах и дросселях тороидальной конструкции, в которых в центре окна магнитопровода должно оставаться свободное отверстие для прохода челнока намоточного станка.

Для катушек с многослойной рядовой намоткой, проводники которой расположены так, как это показано на рис. 2-6, максимальная величина коэффициента k_0 при отсутствии всех видов изоляции (в том числе и изоляции проводников обмотки) составляет

$$k_0 = w_c N \frac{\pi d_{пр}^2}{4} \Big/ (w_c N d_{пр}^2) = 0{,}785,$$

где w_c — число проводников в слое; N — число слоев обмотки; $d_{пр}$ — диаметр неизолированного провода.

Это предельное значение коэффициента k_0 не может быть получено в реальных конструкциях. Основные причины этого следующие: часть площади сечения катушки должна быть занята изоляцией всех видов; невозможно уложить витки обмотки вплотную один к другому; после пропитки и сушки катушки наблюдается ее выпучивание, т. е. изменение радиальных размеров.

Величины k_0 и $k_{ок}$, получаемые на практике, не превышают значений 0,35—0,40 для больших типоразмеров сердечников. Конкретные значения k_0 и $k_{ок}$ зависят от конфигурации и величин типоразмеров сердечников.

При использовании в качестве обмоточного провода медной фольги значения k_0 и $k_{ок}$ могут быть существенно повышены (до 0,5—0,6) за счет лучшего заполнения сечения катушки проводом прямоугольного сечения. Однако этот выигрыш может быть реализован лишь при проводах диаметром более 0,45 *мм* [Л. 16]. При использовании проводов меньших диаметров использование фольги неэффективно, так как относительная толщина изоляции при весьма тонкой фольге становится близкой к ее толщине, что резко снижает величину k_0.

С целью повышения коэффициента заполнения при использовании фольги целесообразно переходить к галетным обмоткам, состоящим из нескольких последовательно включенных галет. При этом толщина фольги, которой производится намотка галет, увеличивается примерно пропорционально числу галет и относительная толщина изоляции уменьшается.

2-5. Конструктивное оформление трансформаторов и дросселей

Кроме магнитопровода и обмоток, трансформаторы и дроссели содержат ряд дополнительных элементов, к которым относятся:

детали для сборки отдельных частей сердечника и крепления собранного трансформатора и дросселя;

детали для подключения трансформаторов и дросселей к схеме;

детали для охлаждения магнитопроводов и катушек;

внешняя электроизоляция и влагозащита.

После того как выбраны магнитопровод и обмотки, конструкция остальных элементов определяется в основном теми условиями, в которых используются трансформаторы и дроссели.

По степени защиты катушек от воздействия окружающей среды современные конструкции трансформаторов и дросселей малой мощности могут быть разделены на следующие группы: открытые, защищенные, капсулированные и закрытые.

Рассмотрим вначале дополнительные элементы конструкции низковольтных[1] открытых трансформаторов и дросселей.

Все магнитопроводы, используемые как в открытых, так и в закрытых трансформаторах и дросселях, должны быть хорошо скреплены для получения механически прочной конструкции. При этом необходимо обеспечить получение минимальных воздушных зазоров и уменьшить уровень шума[2] магнитопроводов.

[1] Низковольтными принято называть трансформаторы и дроссели, у которых величина рабочего напряжения (или рабочего потенциала) обмотки не превышает 1 000 *в*.

[2] Основной причиной шума в трансформаторах является магнитострикция, т. е. изменение формы и размеров сердечника при намагничивании, а также механические колебания плохо затянутых деталей магнитопровода под влиянием периодического изменения магнитного потока с частотой питающей сети.

Пластинчатые магнитопроводы трансформаторов после сборки стягиваются шпильками посредством металлических (обычно стальных) пластинок или специальных накладок, которые одновременно используются и для крепления трансформатора к шасси. Стяжные шпильки, планки и обоймы должны быть изолированы от магнитопровода бумагой или электрокартоном, с тем чтобы предотвратить возможность образования короткозамкнутого витка вокруг всего сердечника или его части; образова-

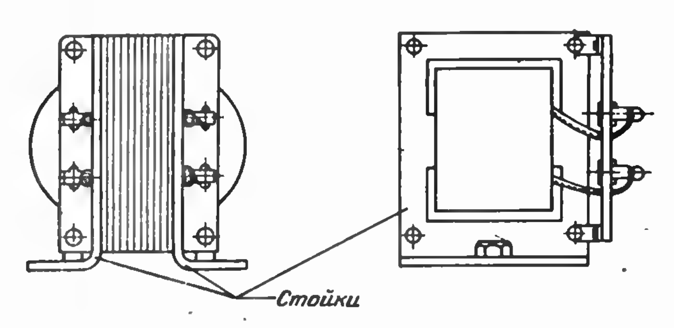


Рис. 2-12. Трансформатор с сердечником, стянутым накладными стойками.

ние такого витка приводит к сильному нагреву трансформатора и потере им мощности. На рис. 2-12 изображена конструкция трансформатора броневого типа, стянутого накладными стойками.

При малых размерах магнитопровода для стяжки трансформаторов и сглаживающих дросселей броневой конструкции иногда используют обойму специальной формы, в которую запрессовывают собранный трансформатор или дроссель; обойма имеет ушки для крепления к шасси (рис. 2-13). Обоймы, используемые для сглаживающих дросселей, должны изготовляться из немагнитного материала. При использовании обойм необходимость в стяжных шпильках отпадает, что является преимуществом данной конструкции.

На рис. 2-14 изображена конструкция стяжки и крепления ленточных С-образных сердечников, используемая в унифицированном ряде трансформаторов и дросселей. В этой конструкции стяжка магнитопровода осуществляется при помощи тонких стальных лент, механически затягиваемых и скрепляемых при помощи специального

приспособления. Крепление магнитопровода к шасси осуществляется при помощи металлических скоб, обжимающих сердечники. Поверхность скоб, соприкасающихся с шасси, увеличена с целью лучшего отвода тепла от нагревающегося магнитопровода.

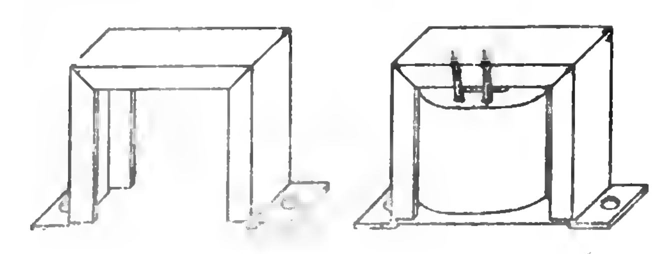


Рис. 2-13. Трансформатор с сердечником, сжатым специальной обоймой.

Конструкция по рис. 2-14 не может быть использована для сжатия и крепления магнитопроводов относительно больших размеров[1]. Для этих магнитопроводов может быть рекомендована конструкция, приведенная на рис. 2-15. Здесь каждая пара С-образных сердечников

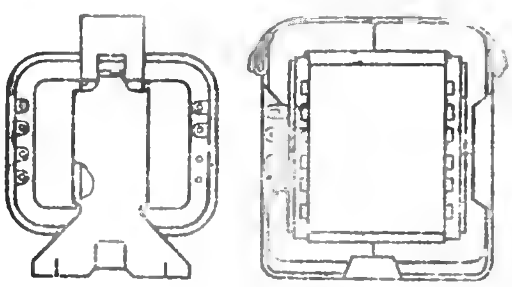


Рис. 2-14. Конструкция крепления и стяжки ленточных С-образных сердечников магнитопровода броневого типа.

стягивается стальной лентой при помощи специальных винтов. Отвод тепла от сердечников и крепление к шасси осуществляются двумя боковыми П-образными стойками (щеками), обеспечивающими хороший тепловой контакт с сердечниками (через их торцовые части) и шасси.

[1] Под большими размерами понимаются броневые магнитопроводы начиная от ШЛ 25×25.

Как уже отмечалось в § 2-3, стяжку магнитопроводов можно заменить склейкой их торцов при помощи ферромагнитной пасты. Для этого при использовании пластин-

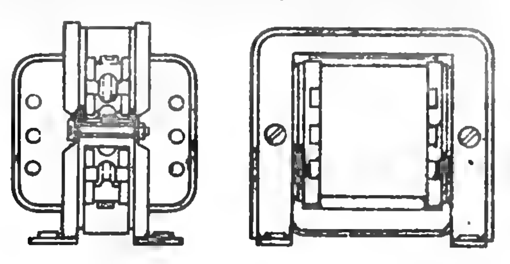
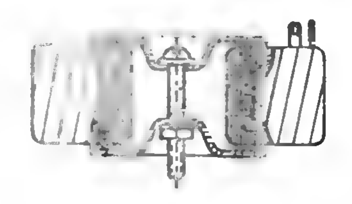


Рис. 2-15. Конструкция крепления и стяжки броневых ленточных магнитопроводов больших размеров.

чатых магнитопроводов необходимо предварительно пропитать собранные пакеты склеивающим составом. Ленточные же магнитопроводы склеиваются в процессе их изготовления. Применение склейки торцов позволяет в магнитопроводах небольших размеров отказаться от стяжных планок, вкладок, шпилек и лент, что значительно упрощает конструкцию и сборку магнитопроводов.



Тороидальные магнитопроводы трансформаторов и дросселей насыщения являются неразъемными и поэтому стяжки не требуют. Одна из конструкций для крепления тороидального трансформатора к шасси приведена на рис. 2-16.

В ряде современных конструкций трансформаторов малой мощности находят применение различные способы отвода тепла, выделяемого в его катушках и в сердечнике. К этим способам относятся: устройство тепловых шунтов,

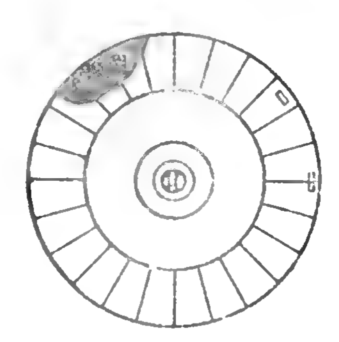


Рис. 2-16. Конструкция крепления тороидального трансформатора.

установка теплоотводящих радиаторов и применение термоэлектрических охлаждающих устройств.

Применение тепловых шунтов является эффективным средством отвода тепла как от сердечника, так и от катушки. На рис. 2-17,*а* показана одна из возможных конструкций для отвода тепла от наиболее нагревающейся части сердечника, закрытой катушкой. Тепловой шунт состоит из двух металлических полугильз (*1* и *2*), разде-

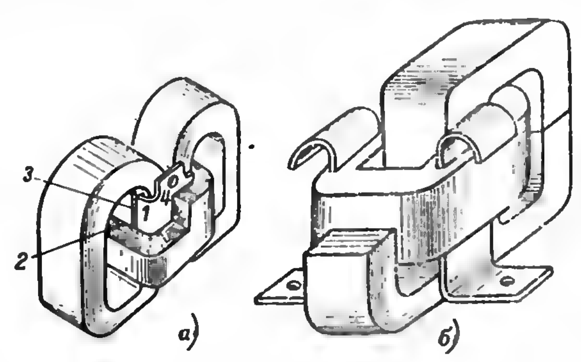


Рис. 2-17. Конструкции трансформаторов с тепловыми шунтами.

а — шунт, отводящий тепло от сердечника; *б* — шунт, отводящий тепло от катушки.

ленных зазором (*3*), исключающим возможность образования короткозамкнутого витка. Полугильзы должны находиться в надежном металлическом контакте с поверхностью сердечника. Каждая полугильза имеет охлаждающие крылья (*4*), через которые тепло от сердечника и внутренней части катушки излучается непосредственно в окружающую среду.

На рис. 2-17,*б* показан способ отвода тепла от центральных слоев катушки путем введения в нее двух медных шин, находящихся в надежном тепловом контакте с шасси, на котором установлен трансформатор или дроссель. Для лучшего уяснения конструкции на рис. 2-17,*б* один С-образный сердечник не показан.

В настоящее время широко применяется способ охлаждения сердечников трансформаторов с помощью теплоотводящих радиаторов, конструкция которых показана на рис. 2-18. Радиаторы закрепляются на сердечниках с помощью склеивающей теплопроводной пасты. Данный способ наиболее эффективен для охлаждения

магнитопроводов силовых трансформаторов и дросселей насыщения, работающих на частотах 400 *гц* и более.

Охлаждение трансформаторов и дросселей при помощи термоэлементов в настоящее время применения не нашло. Однако этот способ представляется перспективным для охлаждения магнитопроводов мощных дросселей насыщения.

Рассмотрим конструкцию выводов, необходимых для включения трансформаторов и дросселей в схему.

На рис. 2-12 показана конструкция выводов для открытых низковольтных трансформаторов и дросселей. В этой конструкции выводы осуществляются путем припайки проводников обмоток, одетых в изоляционные (линоксиновые, полихлорвиниловые или фторопластовые) трубки, к лепесткам, расположенным на изоляционных панелях. Панель с лепестками крепится к стяжной обойме.

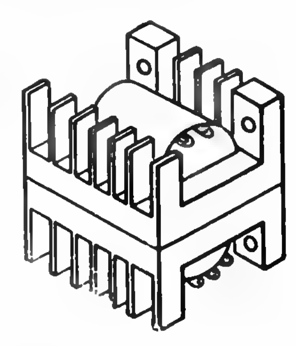


Рис. 2-18. Конструкция трансформатора с радиатором на сердечнике.

С целью уменьшения числа необходимых деталей в тех случаях, когда катушка наматывается на каркасе, выводные контакты или лепестки закрепляют на одну из его щечек.

Однако наиболее распространенной является конструкция, приведенная на рис. 2-19, в которой лепестки размещаются по наружному периметру катушки в торцовых ее частях.

В трансформаторах с галетными обмотками применяется конструкция, в которой выводные концы обмоток припаиваются к внутренней части полых контактных штифтов, закрепленных на специальной изоляционной бобышке, которая крепится на боковой стороне галеты. Подключение вводных и выводных концов, а также соединения между отдельными галетами осуществляются путем припайки проводов к наружной поверхности штифтов. На рис. 2-20 в качестве примера приведен чертеж низковольтного галетного трансформатора со стержневым С-образным сердечником, в котором применена описанная выше конструкция выводов. Особенностью галетных трансформаторов является удобство применения для

охлаждения обмотки теплоотводящих пластин-радиаторов, вставленных между галетами. Такие радиаторы применены в трансформаторе, изображенном на рис. 2-20.

Защита обмоток открытых трансформаторов и дросселей общего применения от механических повреждений

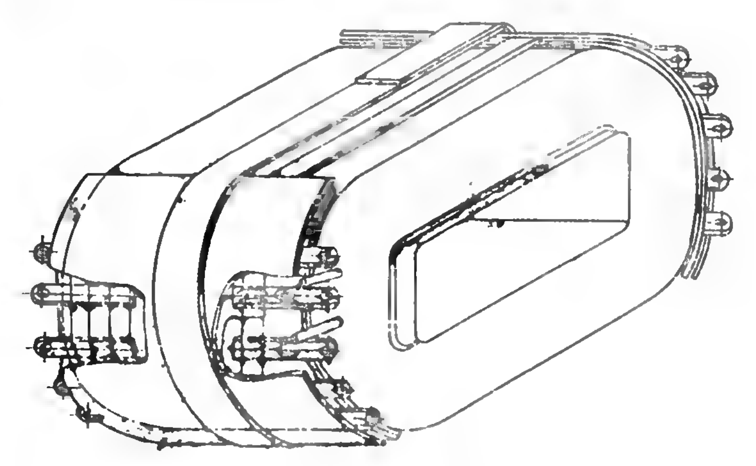


Рис. 2-19. Установка лепестков на катушке.

осуществляется в полузакрытой (защищенной) конструкции, пример исполнения которой приведен на рис. 2-21. В этой конструкции обмотки закрыты металлическими крышками с отверстиями для лучшего отвода тепла. Вы-

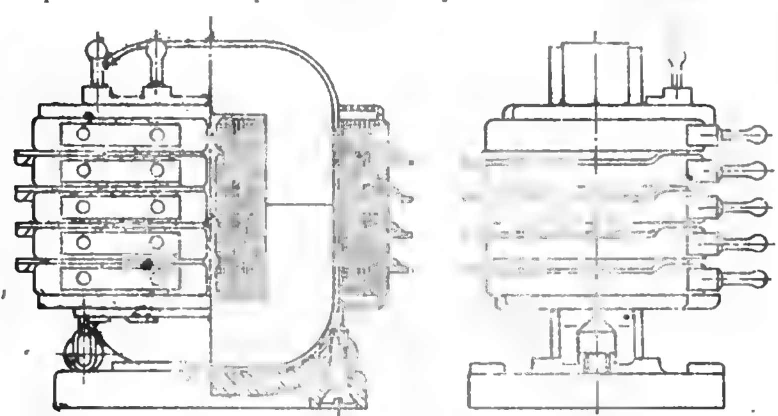


Рис. 2-20. Трансформатор с галетными обмотками.

воды концов обмоток осуществлены через специальные изоляторы.

Рассмотрим методы защиты обмоток трансформаторов и дросселей от внешних климатических воздействий.

Наиболее простым методом защиты обмоток от воздействия влаги является их пропитка изоляционными лаками. Пропиткой называется заполнение пропитывающим составом микроскопических пор изоляционных материа-

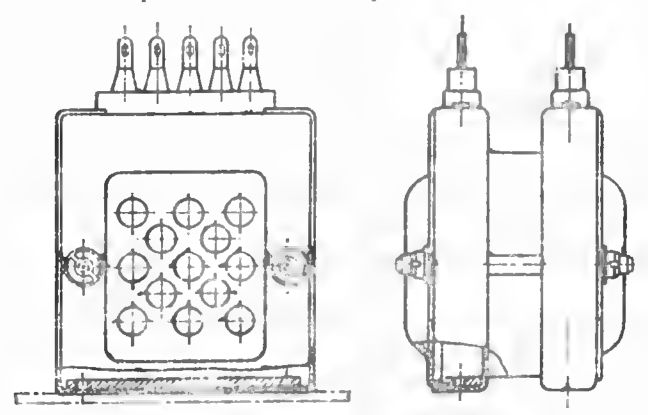


Рис. 2-21. Трансформатор защищенного исполнения.

лов, а также заполнение мелких промежутков между витками обмоток слоями волокнистой изоляции и конструктивными элементами трансформатора или дросселя. Пропитка не только повышает влагостойкость обмотки, но и увеличивает ее электрическую и механическую прочность, повышает допустимую температуру нагрева и увеличивает теплопроводность. Однако, ограничиваясь только пропиткой, нельзя обеспечить полную защиту обмоток от воздействия влаги. Для открытых трансформаторов и дросселей, работающих в условиях повышенной влажности, более совершенная влагозащита может быть достигнута заделкой торцов катушки изолирующими составами и покрытием собранного трансформатора или дросселя путем погружения катушки в ванну со специальными обволакивающими составами. Обволакивание не только значительно повышает влагостойкость изоляции, но и обеспечивает дополнительную защиту обмотки от механических повреждений. К обволакивающим составам, применяемым для покрытия трансформаторов и

дросселей, работающих при изменении температуры окружающей среды в широких пределах, предъявляется требование высокой механической стойкости во всем диапазоне изменения рабочих температур. Основным недостатком большинства обволакивающих составов, применяемых в настоящее время, является их растрескивание при колебаниях температуры окружающей среды в широких пределах. Путем погружения трудно получить равномерную толщину обволакивающего слоя. Лучшие результаты могут быть получены при нанесении изоляционного слоя методом напыления.

При повышенных требованиях к механической прочности открытых низковольтных трансформаторов и дросселей применяют метод заливки катушек (а иногда и полностью собранных трансформаторов и дросселей) изоляционными составами в специальных формах, удаляемых после затвердевания заливочной массы.

Для обволакивания, напыления и заливки используются преимущественно компаунды на основе высокомолекулярных органических материалов, известные под названием эпоксидных смол, а также полиэфирные компаунды. При высоких температурах окружающей среды (более 250 °С) для этих целей применяется кремнийорганическая резина.

Все перечисленные выше способы известны под общим названием капсулирования, так как позволяют получить вокруг катушки защитную оболочку (капсулу), предохраняющую обмотку от внешних воздействий.

Капсулированная конструкция является в настоящее время наиболее распространенной и широко применяемой на практике конструкцией низковольтных трансформаторов и дросселей.

В высоковольтных и высокопотенциальных[1] трансформаторах и дросселях могут применяться все рассмотренные выше виды конструктивных исполнений (открытые, защищенные и капсулированные). В тех случаях, когда требуется обеспечить весьма высокую надежность работы высоковольтных трансформаторов и дросселей в условиях резкого изменения температуры и воздействия влаги, их следует полностью герметизировать. Под герметизацией понимается полная изоляция трансформато-

---

[1] Высоковольтными и высокопотенциальными принято называть трансформаторы и дроссели, у которых величина рабочего напряжения (или рабочего потенциала) обмотки превышает 1 000 *в*.

ра или дросселя от окружающей среды при помощи непроницаемой для воздуха и влаги оболочки, выполненной из металла и залитой специальными изоляционными составами.

Метод герметизации трансформаторов и дросселей в металлических кожухах обеспечивает надежную влагозащиту и электроизоляцию обмоток, однако он приводит к значительному возрастанию их массы и объема.

Рассмотрим теперь особенности конструкции высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов и дросселей.

Для обеспечения необходимой изоляции между низковольтной (сетевой) и высоковольтной (вторичной) обмотками трансформатора вторичную обмотку обычно выполняют в виде одной или нескольких галет.

В высоковольтных трансформаторах и дросселях изоляция галет может выполняться следующими способами: путем изолирования галеты необходимым количеством слоев микалентной бумаги с последующей ее пропиткой и обволакиванием; путем изолирования галеты несколькими слоями пленки из фторопласта, предварительно покрытой специальным склеивающим составом; путем заливки предварительно пропитанной галеты эпоксидной смолой. Наиболее простым и дешевым способом изоляции является первый способ, хотя он так же, как и второй, является недостаточно технологичным для массового производства. Третий способ требует изготовления специальных заливочных форм, однако как более надежный он в настоящее время является наиболее распространенным в условиях заводского производства.

Выводы концов обмоток высоковольтных галетных трансформаторов выполняются обычно следующими способами: через высоковольтные изоляторы или высоковольтными проводами (рис. 2-22).

На рис. 2-22,*а* приведена конструкция трансформатора, залитого эпоксидной смолой, с малогабаритными высоковольтными изоляторами цилиндрической формы. Такие изоляторы образуются при заливке галеты и представляют собой единое целое с оболочкой галеты. Выводы высоковольтной обмотки пропускаются через полые контактные штифты, запрессованные в изоляторы, и припаиваются к ним.

Для уплотнения места присоединения внешних высоковольтных проводов могут быть использованы специаль-

ные резиновые наконечники. Подобная конструкция выводов применяется в высоковольтных трансформаторах, работающих при пониженном атмосферном давлении.

На рис. 2-22,*б* приведена конструкция высоковольтного трансформатора, у которого выводы обмотки осуществляются высоковольтными проводами, непосредственно присоединенными к проводам обмотки. В отличие от конструкции с высоковольтными изоляторами здесь

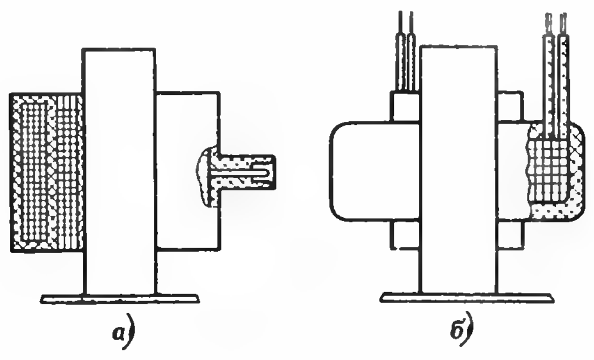


Рис. 2-22. Конструкции открытых высоковольтных трансформаторов.

а — выводы через высоковольтные изоляторы; *б* - выводы высоковольтными проводами.

места пайки размещаются внутри обмотки. Длина выводных высоковольтных проводов выбирается так, чтобы трансформатор можно было подключить непосредственно к нагрузке.

Конструкция, показанная на рис. 2-22,*а*, более сложна в изготовлении, однако она более удобна на практике, так как обмотка в этом случае оказывается более надежной. В конструкции, изображенной на рис. 2-22,*б*, требуется применение высоковольтных проводов с изоляцией, способной выдерживать высокую температуру в процессе изготовления обмотки. Большие затруднения вызывает наличие неизбежных пустот вблизи места присоединения выводных проводов; возникающая в этих местах ионизация сокращает срок службы изоляции. Тем не менее эта конструкция может использоваться в трансформаторах на напряжения до 5 *кв*, работающих при нормальном атмосферном давлении. Для трансформаторов, работающих при более высоких напряжениях, и для всех высоковольтных трансформаторов, работающих

при пониженном атмосферном давлении, следует рекомендовать конструкцию выводов по рис. 2-22,*а*.

Высоковольтные трансформаторы и дроссели, предназначенные для использования в особо тяжелых климатических условиях, выполняются в закрытом исполнении.

При использовании герметичных кожухов возможно использование твердой, жидкой или газообразной изоляции. Для повышения надежности при заполнении кожухов жидкой или газообразной изоляцией необходимо обеспечить вакуумплотную герметизацию всех сварных или паяных соединений, а в особенности в местах установки выводных изоляторов.

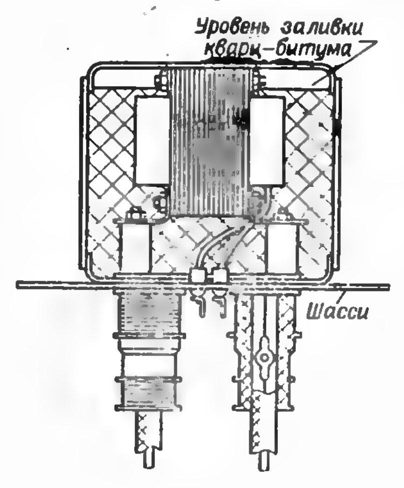


Рис. 2-23. Конструкция высоковольтного герметизированного трансформатора.

В отечественной практике для изоляции высоковольтных и высокопотенциальных закрытых трансформаторов применяется в основном твердая и жидкая изоляция.

Материалы, применяемые для заливки высоковольтных трансформаторов и дросселей, наряду с высокой электрической прочностью должны обладать высокой температурной стойкостью и большой теплопроводностью.

При напряжениях до 10 *кв* в качестве твердого заливочного материала может быть применен кварц-битумный компаунд, представляющий собой смесь битума, обладающего высокой температурной стойкостью и большой электрической прочностью.

На рис. 2-23 приведена конструкция высоковольтного герметизированного трансформатора. Магнитопровод трансформатора прикреплен к верхней крышке кожуха при помощи угловых скоб и цилиндрических колонок. Вывод концов обмоток осуществляется через керамические изоляторы. Крышка с трансформатором герметически припаивается к кожуху. Оставшееся в кожухе сво-

бодное пространство предварительно заполняется кварцбитумом. Для компенсации расширения изолирующего компаунда под верхней крышкой кожуха оставляют свободное пространство. В рабочем положении кожух размещается изоляторами вниз и закрепляется на шасси.

В качестве жидкой изоляции наиболее целесообразно применение трансформаторного масла. Электрическая прочность сухого трансформаторного масла может достигать значений 200 *кв/см*, что позволяет использовать изоляцию малой толщины и уменьшить размеры трансформатора при достаточной электрической прочности. Циркуляция масла осуществляется за счет разности температур нагретого магнитопровода с обмотками и поверхности кожуха, способствует интенсивной отдаче тепла окружающей среде.

Масло обладает высокой проникающей способностью и заполняет поры, остающиеся в обмотке, благодаря чему вероятность возникновения ионизационных процессов резко уменьшается.

Недостатками трансформаторного масла являются невысокая допустимая температура масла, его большая вязкость при отрицательных температурах и большой коэффициент объемного расширения. Эти свойства затрудняют его использование при больших изменениях температуры окружающей среды и при пониженном атмосферном давлении.

Однако при напряжениях более 10 *кв* в условиях пониженного давления и 20 *кв* в нормальных условиях трансформаторное масло (а также некоторые новые виды жидкой высоковольтной изоляции) являются единственным средством, обеспечивающим создание высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов [Л. 16].

На рис. 2-24 приведены варианты конструкции масляных высоковольтных трансформаторов, работающих при пониженном давлении.

На рис. 2-24,*а* изображена конструкция масляного трансформатора обычного исполнения. В этой конструкции для компенсации изменения объема масла за счет теплового расширения применена мембрана 9, увеличивающая объем корпуса при повышении внутреннего давления.

На рис. 2-24,*б* приведена новая перспективная конструкция высоковольтного трансформатора с уменьшен-

ным объемом масла. В этой конструкции, предложенной В. Н. Столяровым, каждая катушка, состоящая из обмоток *1* и *2*, размещается в отдельном, герметически закрытом полиамидном кожухе *3*, содержащем небольшой объем масла, достаточный, однако, для обеспечения надежной изоляции обмоток. В кожухе имеются герметичные выводы обмоток *4* (на рис. 2-22,*б* показан только

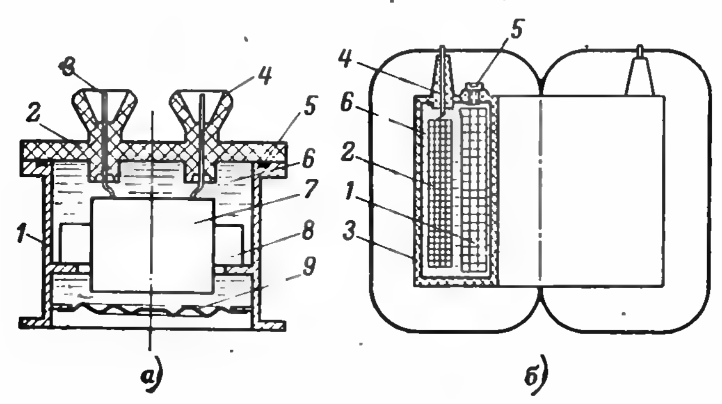


Рис. 2-24. Конструкции масляных высоковольтных трансформаторов.

а — полностью закрытая конструкция с изоляционной мембраной: *1* — корпус; *2* — крышка; *3* — высоковольтные выводы; *4* — изоляторы; *5* — герметизирующее кольцо; *6* — масло; *7* — катушка трансформатора; *8* — магнитопровод; *9* — изоляционная мембрана; *б* — конструкция с изолированными катушками; *1*, *2* — обмотки; *3* — полиэтиленовый кожух; *4* — вывод обмотки; *5* — изоляционный винт; *6* — масло.

один из выводов высоковольтной обмотки) и отверстие, герметически закрытое изоляционным винтом *5*, служащее для заполнения кожуха маслом. Компенсация объемного расширения масла осуществляется за счет расширения боковых стенок полиамидного кожуха. Общие масса и объем трансформатора данной конструкции лишь незначительно отличаются от массы и объема капсулированного трансформатора.

2-6. Методика конструктивного расчета трансформаторов и дросселей

В результате электрического расчета трансформатора или дросселя определяется тип магнитопровода, его геометрические размеры, число обмоток, число витков и сечение проводов каждой обмотки. Кроме того, из задания на расчет трансформатора или дросселя должны быть

известны величины рабочих напряжений каждой обмотки (или величины потенциалов обмоток по отношению к сердечнику).

Задача конструктивного расчета заключается в том, чтобы по указанным данным выбрать все виды изоляции обмоток и марки обмоточных проводов, после чего проверить возможность их размещения в окне магнитопровода выбранного типоразмера.

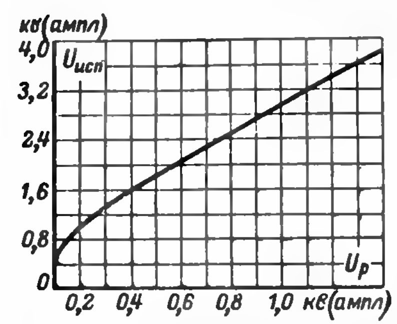


Рис. 2-25. Зависимость испытательного напряжения от рабочего напряжения обмотки в амплитудных значениях.

Перед тем как приступить к конструктивному расчету, необходимо определить величины испытательных напряжений для каждой обмотки.

Испытательным напряжением называется напряжение между обмотками или напряжение между обмоткой и сердечником трансформатора (дросселя), которое обмотки должны выдерживать в течение заданного промежутка времени (обычно одной минуты) без повреждения изоляции.

Испытательное напряжение зависит от величины рабочего напряжения или потенциала обмотки, требуемого запаса электрической прочности изоляции, а также от влажности и давления окружающего воздуха.

Для трансформаторов и дросселей напряжением до 1 000 *в* величины испытательных напряжений в нормальных условиях, выраженные в амплитудных значениях, могут быть найдены по графику рис. 2-25 в зависимости от заданных значений рабочего напряжения, выраженных также в амплитудных значениях.

Амплитудное значение рабочего напряжения вычисляется через заданное (действующее) значение рабочего напряжения

$$U_{р.макс} = \sqrt{2} U_р. \qquad (2\text{-}1)$$

Для обмоток, работающих под постоянным потенциалом,

$$U_{р.макс} = U_п, \qquad (2\text{-}2)$$

где $U_п$ — потенциал обмотки по отношению к корпусу.

Испытательные напряжения трансформаторов и дросселей, работающих в условиях повышенной влажности, обычно снижают по отношению к значениям, найденным из графика рис. 2-25, примерно на 40%.

Испытательное напряжение трансформаторов, работающих при пониженном давлении, должно быть на 50% больше рабочего напряжения.

После того как найдены испытательные напряжения, необходимо выбрать марки обмоточных проводов.

Выбор той или иной марки провода определяется величиной рабочего напряжения обмотки и предельно допустимой температурой провода.

При напряжениях обмоток до 500 *в* и токах до нескольких ампер рекомендуется применять провода марок ПЭВ-1 (105 °С), ПЭВТЛ-1 (120 °С), ПЭТВ (130 °С), ПСД (155 °С), ПСДК (180 °С) и ПСДКТ (300 °С).

При больших токах рекомендуется применение проводов прямоугольного сечения (например, марки ПЭВП) или фольги.

При больших напряжениях рекомендуется применять провода марок ПЭВ-2 и ПЭВТЛ-2.

Указанные ранее предельно допустимые температуры проводов, а следовательно, и изоляционных материалов трансформатора или дросселя обеспечивают их длительную работу в течение около 20 лет. При возможности сокращения срока службы трансформатора (дросселя) его рабочая температура может быть повышена. Снижение срока службы вдвое позволяет повысить рабочую температуру примерно на 10 °С [Л. 16].

Выбрав марку обмоточного провода, определим диаметры проводов по формуле

$$d_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} s_{\text{пр}}} = 1{,}13\sqrt{s_{\text{пр}}},\ \text{мм}^2, \qquad (2\text{-}3)$$

где $s_{\text{пр}}$ — сечение провода обмотки (определение $s_{\text{пр}}$ будет приведено в гл. 5).

Номинальные данные обмоточных проводов приведены в табл. П1-1—П1-3. Выбрав ближайшие к найденным по формуле (2-3) диаметры проводов, следует выписать из табл. П1-1 следующие данные: номинальный диаметр провода (*мм*); диаметр провода с изоляцией $d_{\text{из}}$ (*мм*), сечение провода $s_{\text{пр}}$ (*мм*^{2}), массу одного метра провода $g_{\text{пр}}$ (*г*).

Рассмотрим теперь порядок конструктивного расчета трансформатора или дросселя с броневым магнитопроводом и одной катушкой (см. рис. 2-10,*в* и *д*).

Конструктивный расчет обмоток заключается в выборе основания для намотки (гильзы или каркаса), длины намотки, числа витков в слое и числа слоев каждой обмотки, а также в выборе междуслоевой, междуобмоточной и внешней изоляции. Для обеспечения надежной работы обмоток необходимо выбирать изоляционные расстояния так, чтобы во время работы в нормальных условиях и при испытании повышенным напряжением катушка трансформатора не повреждалась. Под изоляционными расстояниями понимаются:

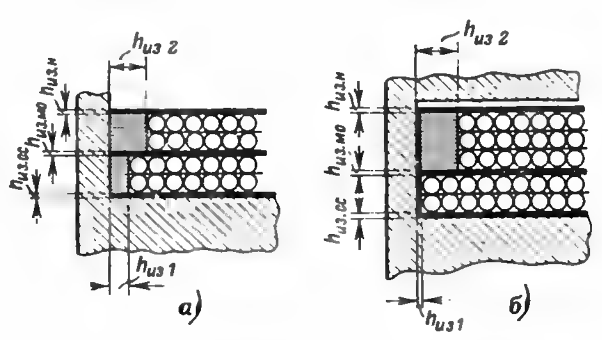


Рис. 2-26. Изоляционные расстояния при размещении обмоток на гильзе (*а*) и каркасе (*б*).

расстояния от крайнего витка обмотки до сердечника ($h_{из1}$, $h_{из2}$, ..., $h_{изi}$);

расстояние от первого слоя первичной обмотки до сердечника через сплошную изоляцию гильзы или каркаса ($h_{из.ос}$);

расстояние между верхним и нижним слоем двух соседних обмоток через сплошную междуобмоточную изоляцию ($h_{из.мо}$);

толщина внешней (наружной) изоляции поверх последней обмотки ($h_{из.н}$).

В качестве примера на рис. 2-26,*а* и *б* приведены эскизы размещения обмоток двухобмоточного трансформатора на гильзе и штампованном каркасе с указанием изоляционных расстояний.

Экспериментальные данные показывают, что при напряжениях обмоток до 500 *в* допустимые величины $h_{из1}$

и $h_{из2}$ для большинства изоляционных материалов, применяемых в трансформаторах малой мощности, должны быть не менее 2 *мм* (при намотке на гильзу) как по условиям электрической прочности концевой изоляции, так и для того, чтобы избежать западания крайних витков соседних слоев обмотки. При величинах рабочего напряжения от 500 до 1 000 *в* величины $h_{из1}$ и $h_{из2}$ определяются лишь требованиями электрической прочности и лежат в пределах от 2 до 5 *мм*.

При намотке на каркас величина $h_{из1}$ при напряжениях до 1 000 *в* определяется лишь требованиями его механической прочности и составляет (в зависимости от диаметра провода) 1,5—3 *мм*.

С целью закрепления витков обмоток и предотвращения их сползания свободное пространство между крайними витками и краем гильзы (каркаса) заполняют теми же материалами, которые применяются для междуобмоточной и междуслоевой изоляции.

Зная величину $h_{из1}$, можно определить осевую длину гильзы (каркаса). Обычно длину гильзы берут на 1 *мм* короче высоты окна. Тогда при намотке на гильзе допустимая осевая длина каждой обмотки может быть найдена по формуле

$$h_д = h_1 - 2h_{изi}, \qquad (2\text{-}4)$$

где $h_1 = h - 1$ — длина гильзы, *мм*; h — высота окна, *мм*; $h_{изi}$ — длина концевой изоляции i-й обмотки. При намотке на каркасе допустимую осевую длину обмотки находят по формуле

$$h_д = h_1 - 2\Delta_{из}, \qquad (2\text{-}5)$$

где $\Delta_{из}$ — толщина щечки каркаса.

Переходим к определению радиальных размеров катушки.

Толщину гильзы принимают обычно равной 1—2 *мм*, а толщину каркаса — 1,5—3,0 *мм* (в зависимости от диаметра провода). Поверх гильзы (каркаса) наматывают изоляционную бумагу, обеспечивающую лучшую укладку провода и усиливающую изоляцию. Для этой цели обычно применяют кабельную бумагу К-12 (толщина 0,12 *мм*) или пропиточную бумагу марки ЭИП-63Б (толщина 0,11 *мм*) в один слой при величине рабочего напряжения первичной обмотки до 250 *в* и в два слоя — при напряжении до 500 *в*.

Толщина междуслоевой изоляции ($h_{из.мс}$) зависит от диаметра провода и величины рабочего напряжения обмотки. При проводах диаметром менее 0,15 *мм* в качестве междуслоевой изоляции рекомендуется выбирать конденсаторную бумагу марки КОН-1 толщиной 0,01—0,022 *мм*, при проводах диаметром 0,15—0,5 *мм* — телефонную бумагу марки КТН толщиной 0,05 *мм*, при проводах диаметром 0,5—0,8 *мм* — пропиточную бумагу марки ЭИП-50 толщиной 0,09 *мм*, при проводах диаметром 0,8—1,2 *мм* — пропиточную бумагу марки ЭИП-63Б толщиной 0,11 *мм* или кабельную бумагу марки К-12 толщиной 0,12 *мм*. При проводах диаметром более 1,2 *мм* применяют два слоя бумаги ЭИП-63Б или кабельной бумаги К-12.

В обмотках, намотанных проводами диаметром менее 0,5 *мм*, междуслоевая изоляция прокладывается через ряд слоев с суммарным рабочим напряжением не более 150 *в*. В обмотках из проводов диаметром более 0,5 *мм* междуслоевую изоляцию необходимо прокладывать через каждый слой.

Толщина междуобмоточной изоляции определяется в зависимости от величины испытательного напряжения. При $U_{исп}$ до 1 000 *в* рекомендуется применять три слоя бумаги ЭИП-63Б или два слоя бумаги К-12; при $U_{исп}$ до 1 600 *в* соответственно четыре слоя ЭИП-63Б или три слоя К-12; при $U_{исп}$ до 2 200 *в* — пять слоев ЭИП-63Б или четыре слоя К-12; при $U_{исп}$ до 2 700 *в* — шесть слоев ЭИП-63Б или пять слоев К-12.

Наружную изоляцию выполняют из тех же материалов, что и междуслоевую изоляцию, с добавлением батистовой ленты толщиной 0,16 *мм*, наматываемой с половинным перекрытием.

Количество слоев наружной изоляции выбирается в соответствии с рабочим напряжением последней обмотки. При $U_р < 500$ *в* наружную изоляцию выполняют из двух слоев бумаги ЭИП-63Б или К-12 и одного слоя батистовой ленты. При $U_р > 500$ *в* наружную изоляцию увеличивают на один слой бумаги на каждые 250 *в*.

При определении осевых и радиальных размеров катушки необходимо учитывать ряд технологических факторов.

При намотке провода имеет место неплотное прилегание витков обмотки друг к другу в осевом направлении, характеризуемое коэффициентом укладки ($k_у$). На

рис. 2-27 приведена зависимость коэффициента укладки в осевом направлении от диаметра провода ($k_{у1}$).

Из рис. 2-27 видно, что наименьшее значение $k_{у1}$ получается при намотке проводов диаметром от 0,3 до 1,5 *мм*. Это объясняется тем, что усилие, прикладываемое к проводам указанных диаметров, при намотке практически устраняет все деформации провода. Следует также учитывать, что при этих диаметрах расстояние между уложенными витками мало по сравнению с диаметром

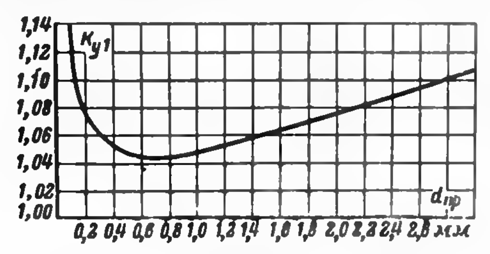


Рис. 2-27. Зависимость коэффициента укладки в осевом направлении от диаметра провода.

провода. С уменьшением диаметра провода (менее 0,3 *мм*) значение $k_{у1}$ возрастает по той причине, что величина зазора между витками обмотки в осевом направлении становится соизмеримой с диаметром провода обмотки. С увеличением диаметра провода (более 1,5 *мм*) значение $k_{у1}$ возрастает за счет увеличения зазора между витками, так как при намотке усилие натяга провода недостаточно для устранения имеющихся деформаций.

На размеры катушки в радиальном направлении оказывают влияние конструкция гильзы или каркаса, неплотность намотки проводов в радиальном направлении, неплотности в междуслоевой, междуобмоточной и наружной изоляции. Соответствующее увеличение размеров учитывается различными коэффициентами, зависящими в свою очередь от диаметра провода обмотки.

Коэффициент выпучивания ($k_в$) зависит от отношения ширины стержня магнитопровода к его толщине b/a и диаметра провода (см. табл. П2-1—П2-9); чем больше отношение b/a, тем больше $k_в$, так как при этом больше деформация гильзы или каркаса (при выполнении их из электрокартона). Величина $k_в$ увеличивается также с уве-

личением диаметра провода. При использовании штампованных каркасов можно принимать $k_в = 1$.

На рис. 2-28 приведена зависимость коэффициента выпучивания от диаметра провода при различных значе-

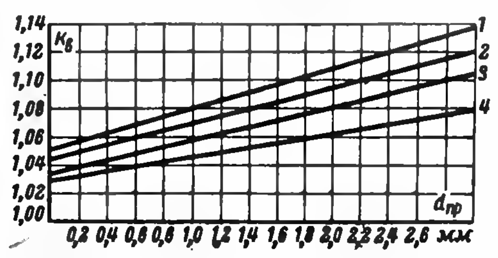


Рис. 2-28. Зависимость коэффициента выпучивания в радиальном направлении от диаметра провода и конструкции гильзы.

1 — $b/a = 2{,}00$; *2* — $b/a = 1{,}60$; *3* — $b/a = 1{,}25$; *4* — $b/a = 1{,}00$.

ниях отношения b/a. Коэффициент $k_в$ относится ко всей толщине намотки катушки. Изменение коэффициента укладки в радиальном направлении ($k_{у2}$) в зависимости от диаметра провода имеет тот же характер, что и изме-

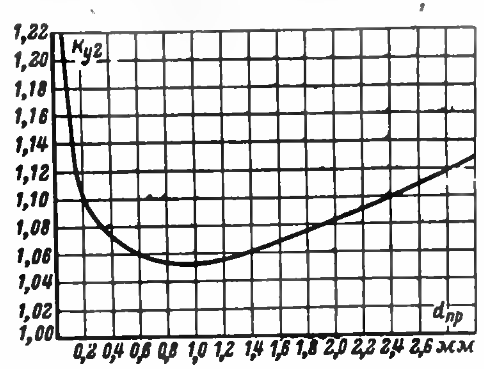


Рис. 2-29. Зависимость коэффициента укладки в радиальном направлении от диаметра провода.

нение коэффициента $k_{у1}$. Кривая зависимости $k_{у2}$ от диаметра провода приведена на рис. 2-29. Значения $k_{у2}$ определяются для каждой обмотки в отдельности и относятся к толщине каждой обмотки соответственно.

Коэффициенты, учитывающие распушение (неплотность) междуслоевой ($k_{мс}$) и междуобмоточной ($k_{мо}$) изоляции в зависимости от диаметра провода, определяются по рис. 2-30 и 2-31 соответственно. Коэффициент

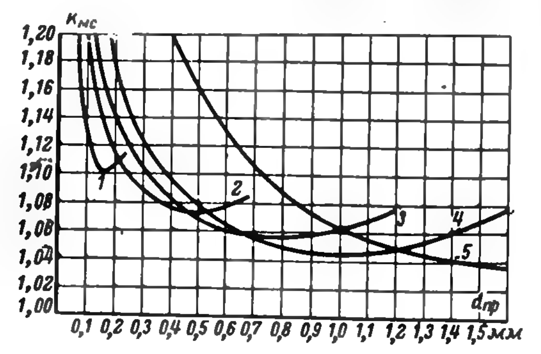


Рис. 2-30. Зависимость коэффициента неплотности междуслоевой изоляции провода и толщины изоляции.

1 — 0,022 *мм*; *2* — 0,05 *мм*; *3* — 0,09 *мм*; *4* — 0,11 *мм*; *5* — 0,20 *мм*.

$k_{мс}$ зависит, кроме того, и от толщины междуслоевой изоляции, в связи с чем значения $k_{мс}=f(d_{пр})$ даны отдельно для различных толщин изоляции. Коэффициенты $k_{мс}$ и $k_{мо}$ относятся к соответствующим толщинам изоляции.

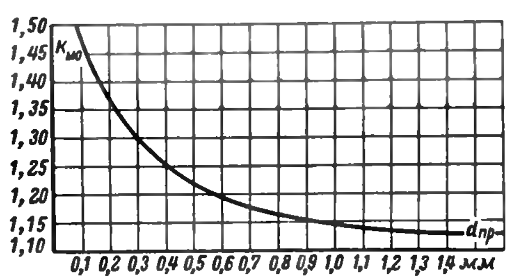


Рис. 2-31. Зависимость коэффициента неплотности междуобмоточной изоляции от диаметра провода.

Коэффициент неплотности намотки наружной изоляции $k_{но}$ берется равным 1,7—2,0.

Имея указанные выше данные, можно перейти к определению размеров катушки.

Находим число витков в одном слое каждой обмотки

$$w_c = \frac{h_д}{k_{y1} d_{из}}, \qquad (2\text{-}6)$$

где k_{y1} — коэффициент укладки провода в осевом направлении, определяемый по данным рис. 2-27; $h_д$ находят по формуле (2-4) или (2-5); $d_{из}$ — по табл. П1-1.

Зная число витков в одном слое, находим число слоев каждой из обмоток по формуле

$$N = \frac{w}{w_c} \qquad (2\text{-}7)$$

Под величиной w в формуле (2-7) понимают: для броневых однофазных (рис. 2-10,*в*) и трехфазных трансформаторов (рис. 2-10,*г*), дросселей переменного тока и сглаживающих дросселей (рис. 2-10,*д*) — полное число витков обмотки; для стержневых трансформаторов (рис. 2-10,*б*) — половинное число витков обмотки; для дросселей насыщения (рис. 2-10,*е*—*к*) — число витков рабочих обмоток и обмоток управления.

Далее находим радиальные размеры каждой обмотки по формуле

$$a_i = k_{y2} N d_{из} + k_{мс} (N-1) h_{из.мс},\ мм, \qquad (2\text{-}8)$$

(при $d_{из} \geqslant 0{,}5$ *мм*). При $d_{из} < 0{,}5$ *мм* во втором члене выражения (2-8) следует вместо $(N-1)$ подставлять $U_р/150$, округляя полученный коэффициент до большего целого числа. Величину k_{y2} находят по рис. 2-29; $h_{из.мс}$ определяют на основании приведенных выше рекомендаций; $k_{мс}$ находят по рис. 2-30 в зависимости от принятого выше значения $h_{из.мс}$.

Полный радиальный размер катушки определяется из выражения

$$a = \Delta_з + (h_{из.ос} + a_1 + k_{мо} h'_{из.мо} + \\ + a_2 + k_{мо} h''_{из.мо} + \ldots + k_{но} h_{из.н}) k_в, \qquad (2\text{-}9)$$

где $\Delta_з$ — зазор между гильзой (каркасом) и сердечником, *мм*; $h_{из.ос}$ — толщина гильзы (каркаса) с учетом дополнительной изоляции поверх каркаса, *мм*; a_1, a_2 ... — радиальные размеры обмоток, *мм*; $h'_{из.мо}$, $h''_{из.мо}$ — толщина междуобмоточной изоляции, *мм*; $h_{из.н}$ — толщина наружной изоляции, *мм*; $k_{мо}$ определяется по рис. 2-31; $k_в$ определяется по рис. 2-28 с учетом отношения заданного типоразмера магнитопровода.

В заключение этого этапа расчета следует определить зазор между катушкой и сердечником (для броневых трансформаторов) или двумя катушками (для стержневых трансформаторов). Если величина этого зазора, равная $c-\alpha$ (для однофазных броневых трансформаторов, дросселей переменного тока и сглаживающих дросселей), $c-2\alpha$ (для стержневых однофазных и трехфазных трансформаторов) и $c-\alpha^*_р-\alpha^*_у$ (для дросселей различных

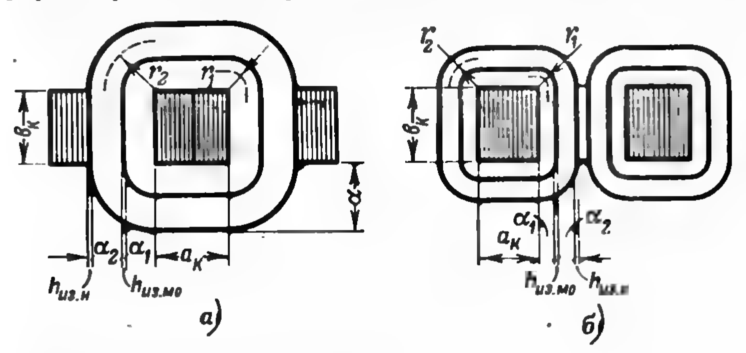


Рис. 2-32. К определению средней длины витка броневых (*а*) и стержневых (*б*) трансформаторов.

типов насыщения с броневыми и стержневыми магнитопроводами), лежит в пределах от 0,5 до 1 *мм*, то катушка нормально укладывается в окне сердечника (c, *мм* — ширина окна магнитопровода). Если полученный зазор меньше указанного, то следует либо увеличить индукцию в сердечнике, либо подобрать провода меньших диаметров (т. е. увеличить плотность тока).

После окончательного определения геометрических размеров обмотки можно определить средние длины витков обмоток, их массу и общую массу провода катушки.

Средняя длина витка может быть определена на основании рис. 2-32,*а* для однофазных броневых и рис. 2-32,*б* — для стержневых однофазных и трехфазных трансформаторов из выражений:

$$l_{ср.в1} = [2(a_к + b_к) + 2\pi r_1]\,10^{-3},\ мм, \quad (2\text{-}10)$$

где

$$a_к = a + 2\Delta_3 + 2h_{из.ос}k_в; \quad (2\text{-}11)$$

$$b_к = b + 2\Delta_3 + 2h_{из.ос}k_в, \quad (2\text{-}12)$$

---

* $\alpha_р$ и $\alpha_у$ — радиальные размеры рабочей обмотки и обмотки управления.

и
$$r_1 = \frac{1}{2} a_1 k_в \tag{2-13}$$

$$l_{ср.в2} = [2(a_к + b_к) + 2\pi r_2] 10^{-3},\ м, \tag{2-14}$$
где
$$r_2 = \left(a_1 + h'_{из.мо} k_{мо} + \frac{1}{2} a_2\right) k_в. \tag{2-15}$$

При определении средней длины витка дросселей переменного тока и сглаживающих дросселей необходимо пользоваться формулами (2-10)—(2-13), подставляя вместо α_1 значение α, найденное по формуле (2-8).

При определении средней длины витка дросселей насыщения по рис. 2-10,*е* и *ж* следует пользоваться выражениями (2-10)—(2-15), подставляя вместо значений α_1, α_2—$\alpha_р$ и $\alpha_у$ соответственно. Выражениями (2-12), (2-13) можно пользоваться для определения средней длины витка рабочих обмоток д. н. по рис. 2-10,*з*, *и*, *к*.

Средние длины витков обмоток управления д. н., выполненных по конструктивным схемам рис. 2-10,*з*, *и*, *к*, могут быть определены по формулам:

$$l_{ср.в.у} = [2(a_к + 2b_к + \alpha_р) + 2\pi r_2] 10^{-3},\ м\ (рис.\ 2\text{-}10,з), \tag{2-16}$$
где
$$r_2 = \left(\alpha_р + h'_{из.мо} k_{мо} + \frac{1}{2} \alpha_у\right) k_в; \tag{2-17}$$

$$l_{ср.в.у} = [2(a_к + 3b_к + 2\alpha_р) + 2\pi r_2] 10^{-3},\ м,\ (рис.\ 2\text{-}10,и), \tag{2-18}$$
где r_2 определяется по формуле (2-17).

$$l_{ср.в.у} = [2(a_к + 3b_к + 2\alpha_р) + 2\pi r_1] 10^{-3},\ м,\ (рис.\ 2\text{-}10,к) \tag{2-19}$$
где
$$r_1 = \frac{1}{2} \alpha_у k_в. \tag{2-20}$$

Массу меди обмотки можно найти из выражения
$$G_м = l_{ср.в} w g_м 10^{-3},\ кг, \tag{2-21}$$
где $l_{ср.в}$ — средняя длина витка, *м*; w — общее число витков обмотки; $g_м$ — масса 1 *м* провода, *г*.

Общую массу провода катушки находят суммированием соответствующих масс отдельных обмоток.

Тороидальные трансформаторы и дроссели имеют значительно более сложную конструкцию обмоток, чем трансформаторы и дроссели с стержневыми и броневы-

ми магнитопроводами. Это обстоятельство значительно усложняет конструктивный расчет обмоток тороидальных трансформаторов и дросселей.

Для намотки тороидальных трансформаторов и дросселей применяют преимущественно провода следующих марок: провода марки ПЭЛШО при диаметрах, меньших и равных 0,2 *мм*, и провода марок ПЭВ-2 и ПЭТВ при диаметрах более 0,2 *мм*.

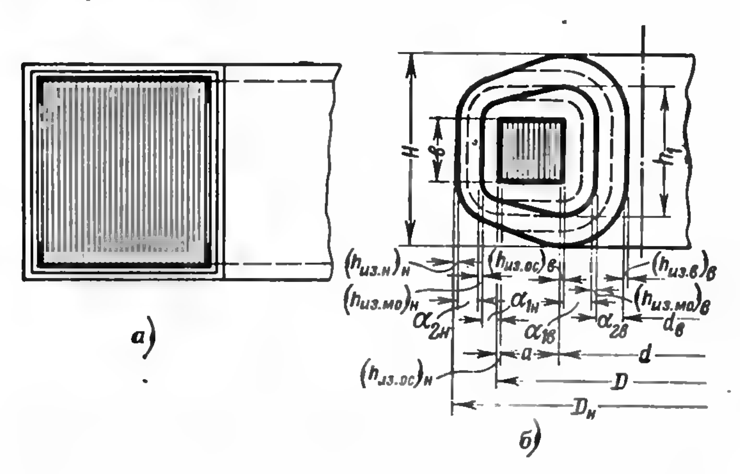


Рис. 2-33. К определению средней длины витка тороидального трансформатора.

а — изоляция кольцевого сердечника; *б* — сечение обмотки трансформатора и основные геометрические размеры.

Изоляция кольцевого сердечника выполняется при помощи наложения на его торцовые части картонных (0,2 *мм*) или полиэтилентерефталатных (0,235 *мм*) колец с отбортовкой с последующей изоляцией сердечника одним слоем батистовой ленты (0,16 *мм*) или стеклоленты (0,15 *мм*) с половинным перекрытием (рис. 2-33,*а*).

Междуслоевая изоляция в тороидальных трансформаторах и дросселях обычно не применяется. Междуобмоточная изоляция выполняется из микалентной бумаги (0,02 *мм*), причем общая толщина изоляции в зависимости от величины испытательного напряжения берется такой же, как и в броневых и стержневых трансформаторах. Наружная изоляция выполняется из микалентной бумаги, поверх которой наматывается батистовая лента или электроизоляционная пленка марки ПЭТФ (0,02 *мм*).

Прежде чем приступить к конструктивному расчету обмоток, введем следующие обозначения (рис. 2-33,*б*):

D, d — наружный и внутренний диаметры магнитопровода;

$D_{0н}$, $d_{0в}$ — то же после изолирования магнитопровода;

$D_{1н}$, $d_{1в}$ — то же после укладки первичной обмотки;

$D'_{1н}$, $d'_{1в}$ — то же после укладки поверх первичной обмотки междуслоевой изоляции;

$D_{2н}$, $d_{2в}$ — то же после укладки вторичной обмотки и т. д.

Наружный и внутренний диаметры магнитопровода после его изолирования определяются по формулам:

$$D_{0н}=D+2(\Delta_0+\Delta_{из}k'_п)=D+2(h_{из.ос})_н; \qquad (2\text{-}22)$$

$$d_{0в}=d-2\Delta_{из}k'_п\frac{D}{d}=d-2(h_{из.ос})_в, \qquad (2\text{-}23)$$

где Δ_0 — толщина изоляции по наружной образующей кольцевого сердечника; $\Delta_{из}$ — толщина ленты, применяемой для изоляции магнитопровода; $k'_п$ — коэффициент перекрытия изоляционной ленты; $(h_{из.ос})_н$, $(h_{из.ос})_в$ — толщины изоляции по наружному и внутреннему диаметрам кольцевого сердечника.

Величины наружного и внутреннего диаметров после укладки первичной обмотки находят из выражений:

$$D_{1н}=D_{0н}+2N_{1н}d_{из1}k_у=D_{0н}+2a_{1н}; \qquad (2\text{-}24)$$

$$d_{1в}=d_{0в}-2N_{1в}d_{из1}k_у=d_{0в}-2a_{1в}, \qquad (2\text{-}25)$$

где $N_{1н}$, $N_{1в}$ — числа слоев намотки по наружному и внутреннему диаметрам; $a_{1н}$, $a_{1в}$ — радиальная толщина первичной обмотки по наружному и внутреннему диаметрам; $d_{из1}$ — диаметр изолированного провода первичной обмотки; $k_у$ — коэффициент укладки.

Диаметры тороида после укладки междуслоевой изоляции равны:

$$D'_{1н}=D_{1н}+2\Delta_{из}k''_п=D_{1н}+2(h_{из.мо})_н; \qquad (2\text{-}26)$$

$$d'_{1в}=d_{1в}-2\Delta_{из}k''_п\frac{D_{1н}}{d_{1в}}=d_{1в}-2(h_{из.мо})_в, \qquad (2\text{-}27)$$

где $(h_{из.мо})_н$, $(h_{из.мо})_в$ — толщины изоляции между первичной и вторичной обмотками по наружному и внутреннему диаметрам; $k''_п$ — коэффициент перекрытия изоляционной ленты.

Наружные и внутренние диаметры вторичной и последующих обмоток определяются по формулам, аналогичным (2-24)—(2-27), в которые подставляются соответствующие величины $N_н$, $N_в$, $d_{из}$ и $k_п$.

Числа слоев $N_н$ и $N_в$ неодинаковы ($N_в > N_н$), так как периметры наружного и внутреннего диаметров тороида имеют различную длину.

Определим вначале число слоев по наружной части тороида. Длина намотки первого слоя первичной обмотки по наружной части тороида равна $\pi D_{0н}$, второго слоя $\pi(D_{0н}+2d_{из1})$, третьего слоя $\pi(D_{0н}+2\cdot 2d_{из1})$; $N_{1н}$ слоя $\pi[D_{0н}+(N_{1н}-1)2d_{из1}]$. Суммируя длины намоток всех слоев первичной обмотки, получаем:

$$l_1=\pi N_{1н}[D_{0н}+(N_{1н}-1)d_{из1}], \qquad (2\text{-}28)$$

откуда

$$N_{1н}=\frac{-\pi(D_{0н}-d_{из1})+\sqrt{[\pi(D_{0н}-d_{из1})]^2+4\pi l_1 d_{из1}}}{2\pi d_{из1}}=$$

$$=\frac{-x+\sqrt{x^2+s}}{z}. \qquad (2\text{-}29)$$

Величины x, s и z в (2-29) равны:

$$x=\pi(D_{0н}-d_{из1}); \qquad (2\text{-}30)$$

$$s=4\pi l_1 d_{из1}; \qquad (2\text{-}31)$$

$$z=2\pi d_{из1}. \qquad (2\text{-}32)$$

Суммарная длина намотки первичной обмотки, т. е. ее длина при укладке в один слой, равна:

$$l_1=w_1 d_{из1} k_у, \qquad (2\text{-}33)$$

где $k_у$ — коэффициент укладки, ориентировочные значения которого в зависимости от диаметра провода приведены в табл. 2-1. Число слоев вторичной и последующих обмоток может быть найдено по тем же формулам при подстановке в них вместо $D_{0н}$, $d_{из1}$ и w_1 — $D'_{1н}$, $d_{из2}$, w_2 и т. д.

Таблица 2-1

$d_{из}$, мм	Менее 0,12	0,12—0,3	0,31—0,8	0,81—1,56
$k_у$	1,25	1,2	1,15	1,1
$k_в$	1,1	1,15	1,2	1,25

Определим теперь число слоев по внутренней части тороида.

Повторив приведенные выше рассуждения, находим длины намотки первого и последующих слоев первичной обмотки, затем суммируем их и после соответствующих преобразований получаем:

$$N_{1в}=\frac{\pi(d_{0в}+d_{из1})-\sqrt{[\pi(d_{0в}+d_{из1})]^2-4\pi l_1 d_{из1}}}{2\pi d_{из1}}=$$

$$=\frac{y-\sqrt{y^2-s}}{z}, \qquad (2\text{-}34)$$

где

$$y=\pi(d_{0в}+d_{из1}). \qquad (2\text{-}35)$$

а остальные обозначения приведены ранее. Числа слоев вторичной и последующих обмоток находим, подставляя в формулы (2-31), (2-32), (2-33), (2-35) вместо $d_{0в}$, $d_{из1}$ и w_1 — $d_{1в}$, $d_{из2}$, w_2 и т. д.

В заключение конструктивного расчета следует определить диаметр отверстия, которое должно оставаться после намотки всех обмоток

$$d_в=d''_в k_в-d(k_в-1), \text{ мм}, \qquad (2\text{-}36)$$

где $d''_в$ — внутренний диаметр тороида после укладки наружной изоляции, найденный из предыдущего расчета; $k_в$ — коэффициент выпучивания, найденный по табл. 2-1.

Найденная из (2-36) величина $d_в$ должна быть на 1—2 *мм* больше проходного диаметра намоточного станка.

Для определения сопротивления и массы каждой обмотки, а также потерь в ней необходимо найти среднюю длину витка каждой обмотки. С достаточной степенью точности длину среднего витка можно определить следующим образом.

Рассмотрим в качестве примера разрез двухобмоточного тороидального трансформатора, показанного на рис. 2-33,*б*. В том случае, когда сечение обмотки имеет прямоугольную форму, средняя длина витка определяется как полусумма длин верхнего и нижнего витков.

Из рис. 2-33,*б* видно, что сечение обмотки тороидального трансформатора имеет трапецеидальную форму. Будем и в этом случае определять среднюю длину витка как полусумму длин нижнего и верхнего витков. В свою

очередь длину каждого витка (например, нижнего витка первичной обмотки) можно считать равной полусумме двух витков, один из которых удален от сердечника на расстояние $(h_{из.ос})_н$, а второй — на $(h_{из.ос})_в$. Аналогично длину верхнего витка первичной обмотки можно считать равной полусумме двух витков, один из которых удален от сердечника на расстояние $(h_{из.ос})_н+a_{1н}$, а второй — на $(h_{из.ос})_в+a_{1в}$. Тогда средняя длина витка первичной обмотки может быть найдена как среднее арифметическое из длин четырех воображаемых витков, т. е.

$$l_{ср.в1} \approx \frac{1}{4}(l_1+l_2+l_3+l_4) = 2(a+b) + \\ + \frac{\pi}{2}[2(h_{из.ос})_н + 2(h_{из.ос})_в + a_{1н} + a_{1в}]. \quad (2\text{-}37)$$

Повторив приведенные ранее рассуждения для вторичной обмотки, получим:

$$l_{ср.в2} = 2(a+b) + \frac{\pi}{2}\{2[h_{из.ос})_н + (h_{из.ос})_в + \\ + a_{1в} + a_{1н} + (h_{из.мо})_н + (h_{из.мо})_в] + a_{2н} + a_{2в}\}. \quad (2\text{-}38)$$

Подобным же образом могут быть найдены средние длины витков всех обмоток, после чего можно найти суммарную массу проводников трансформатора.

Конструктивный расчет тороидальных д. н. с двумя кольцевыми сердечниками (рис. 2-10,*м*) может производиться по тем же формулам, что и расчет тороидальных трансформаторов. В этом случае в расчетные формулы следует подставлять вместо радиальных размеров первичной и вторичной обмоток a_1 и a_2 радиальные размеры рабочей обмотки $a_р$ и обмотки управления $a_у$.

Единственная разница заключается в определении средней длины витка обмотки управления. В этом случае формула (2-38) неприменима. Вместо нее следует пользоваться выражением

$$l_{ср.в.у} \approx (1{,}5a + 2b) + \frac{1}{2}(a_{рн} + a_{рв}) + \\ + \frac{\pi}{4}\{3[(h_{из.ос})_н + (h_{из.ос})_в + a_{рн} + a_{рв} + \\ + (h_{из.мо})_н + (h_{из.мо})_в] + a_{ун} + a_{ув}\}. \quad (2\text{-}39)$$

Глава третья

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАСЧЕТА ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ

3-1. Обзор существующих методов анализа тепловых режимов трансформаторов и дросселей. Метод электротепловых аналогий

При анализе и расчете тепловых режимов трансформаторов и дросселей на практике применяются поверочные и аналитические методы.

В поверочных методах используются экспериментальные данные, полученные при испытаниях серий (рядов) трансформаторов и дросселей.

Аналитические методы основаны на теоретическом расчете схематизированной тепловой модели электромагнитного элемента.

Для выполнения тепловых расчетов поверочными методами необходимо на основании проведенных испытаний определить для каждого элемента коэффициент теплоотдачи, постоянную времени нагрева и удельную поверхностную нагрузку обмотки при заданном значении превышения температуры обмотки над температурой окружающей среды. При этом должны быть зафиксированы электромагнитные и электрические нагрузки (индукция в сердечнике и плотность тока в обмотке), а также значение мощности элемента.

После получения этих данных можно решить и обратную задачу, когда по заданной мощности элемента и одному или нескольким из указанных ранее параметров можно определить электрические и конструктивные данные элемента при заданном температурном режиме.

В зависимости от того, какой из указанных ранее параметров будет принят за основной, поверочные методы могут быть разделены на следующие:

метод, использующий экспериментальную зависимость коэффициента теплоотдачи от мощности элементов (для заданного превышения температуры);

метод, использующий экспериментальную зависимость постоянной времени нагрева от массы элемента (для заданного превышения температуры);

метод, использующий экспериментальные зависимости превышения температуры обмотки от удельной поверхностной нагрузки для различных элементов серии (ряда).

В основу первого поверочного метода положено следующее выражение для определения коэффициента теплоотдачи:

$$\alpha = \frac{\Sigma P_{п}}{(t_{п} - t_{о.с}) S_{охл}}, \qquad (3\text{-}1)$$

где α — общий коэффициент теплоотдачи, *вт/см²·°С*; $\Sigma P_{п}$ — суммарные потери, передаваемые через поверхность охлаждения обмотки путем конвекции и лучеиспускания, *вт*; $t_{п}$ — температура поверхности обмотки, °С; $t_{о.с}$ — температура окружающей среды, °С; $S_{охл}$ — площадь открытых поверхностей обмотки, через которую передается выделяющееся в обмотке тепло, *см²*.

Для расчетов по этому методу пользуются экспериментальной зависимостью $\alpha = f(P)$, найденной при $\theta_{п} = t_{п} - t_{о.с} = \text{const}$, где P — мощность элемента и $\theta_{п}$ — превышение температуры поверхности обмотки над температурой окружающей среды.

Задача теплового расчета заключается в отыскании величины $\theta_{п}$, которую определяют следующим образом:

а) по кривой $\alpha = f(P)$ находят α для заданного значения P;

б) на основании электрического и конструктивного расчета элемента находят величины $\Sigma P_{п}$ и $S_{охл}$.

Искомая величина $\theta_{п}$ может быть теперь найдена из (3-1).

В основу второго поверочного метода положено следующее выражение для определения постоянной времени нагрева:

$$T = \frac{\theta_{п} c G}{\Sigma P_{п}}, \qquad (3\text{-}2)$$

где T — постоянная времени нагрева, *сек*; G — общая масса элемента, *г*; c — суммарная удельная теплоемкость нагреваемого элемента, *вт·сек/г·°С*, определяемая по формуле

$$c = \frac{c_{м} G_{м} + c_{ст} G_{ст} + c_{из} G_{из}}{G}, \qquad (3\text{-}3)$$

где $G_{м}$, $G_{ст}$, $G_{из}$ — массы меди, стали и изоляции; $c_{м}$, $c_{ст}$, $c_{из}$ — удельные теплоемкости меди, стали и изоляции.

Для расчета по этому методу пользуются экспериментальной зависимостью $T=f(G)$, найденной при $\theta_п=t_п-t_{о.с}=\text{const}$. Искомую величину определяют следующим образом:

а) на основании электрического и конструктивного расчета находят величины $G_м$, $G_{ст}$, $G_{из}$, G, $\Sigma P_п$;

б) по формуле (3-3) находят величину c;

в) по кривой $T=f(G)$ находят T для найденного значения G. Искомая величина $\theta_п$ может быть теперь найдена из (3-2).

В основу третьего поверочного метода положены серии экспериментальных кривых зависимости превышения температуры обмотки от удельной поверхностной нагрузки $\theta_п=f(q)$ для различных типоразмеров магнитопроводов и соотношение

$$q=\frac{\Sigma P_п}{S_{охл}}, \quad (3\text{-}4)$$

где q — удельная поверхностная нагрузка, *вт/см²*.

Расчет по этому методу производят следующим образом:

а) по заданной мощности выбирают типоразмер магнитопровода;

б) после выполнения электрического и конструктивного расчета находят величины $\Sigma P_п$ и $S_{охл}$;

в) по формуле (3-4) находят величину q. Искомую величину $\theta_п$ для выбранного типоразмера магнитопровода находят по кривым $\theta_п=f(q)$.

Для получения достаточной точности тепловых расчетов по описанным выше поверочным методам необходимо размеры сердечников не изменять и принимать для электрических расчетов величины магнитной индукции, плотности тока равными или близкими к тем, при которых были получены экспериментальные зависимости $\alpha=f(P)$, $T=f(G)$ и $\theta_п=f(q)$; при наличии больших отклонений от этих величин проверка температуры перегрева по приведенным ранее формулам нецелесообразна.

В тех случаях, когда необходимо рассматривать влияние различных факторов на массовые, объемные или стоимостные характеристики элементов при их оптимизации или для исследования тепловых режимов новых конструкций трансформаторов и дросселей, необходимо применять аналитические методы расчета.

Первый из используемых на практике аналитических методов является промежуточным между поверочным и

чисто аналитическими методами. Сущность его заключается в том, что полученные на практике экспериментальные зависимости тепловых параметров заменяются математическими функциями, аппроксимирующими исходные экспериментальные зависимости с определенной степенью точности.

Наиболее часто на практике аппроксимируют кривые зависимостей коэффициента теплоотдачи от мощности. Имея серию таких кривых для трансформаторов или дросселей с магнитопроводами различных конфигураций, питаемых напряжениями различной частоты, можно определить коэффициенты аппроксимации, что позволит пользоваться аналитическим выражением $\alpha=f(P)$ при решении задач их оптимизации. В некоторых случаях для этой же цели предлагаются эмпирические формулы, критерием пригодности которых является их совпадение с результатами экспериментов. Получив тем или иным способом аналитическую зависимость $\alpha=f(P)$, можно определить превышение температуры обмотки над температурой окружающей среды по первому поверочному методу.

Общим недостатком всех поверочных методов является то, что они не могут использоваться при исследовании оптимальной геометрии, при определении оптимальных нагрузок обмоток, оптимальной индукции или максимальной температуры; с их помощью может быть определено лишь поверхностное (или среднеобъемное) превышение температуры для тех случаев, когда мы имеем подобные конструкции и аналогичное распределение потерь в них.

Решить задачу теплового расчета в общем виде можно аналитическими методами.

Первый аналитический метод основан на сложении температурных полей. Он позволяет получить приближенное аналитическое описание процессов теплоотдачи в трансформаторах и дросселях. Сущность метода заключается в следующем.

В любом электромагнитном элементе действуют два источника тепловой энергии (потери в обмотках и потери в сердечнике). Действие этих источников может быть, как это показано в работах Г. Н. Дульнева [Л. 18], учтено с помощью принципа суперпозиции температурных полей, который в применении к рассматриваемым элементам может быть записан в виде

$$t_j=t_{о.с}+P_м F_{мj}+P_{ст} F_{стj}, \qquad (3\text{-}5)$$

где t_j — температура j-й точки трансформатора или дросселя; $P_м$ — потери в меди (потери в обмотках); $P_{ст}$ — потери в стали (потери в сердечнике); $F_{мj}$ — тепловой коэффициент j-й точки трансформатора (дросселя) при наличии потерь только в катушке; $F_{стj}$ — то же, но при наличии потерь только в сердечнике.

Все величины, входящие в (3-5), либо являются заданными ($t_{о.с}$), либо определяются в процессе расчета ($P_м$, $P_{ст}$). Поэтому задача о тепловом режиме сводится к отысканию коэффициентов $F_{мj}$ и $F_{стj}$.

Следует отметить, что принцип суперпозиции полностью справедлив только в том случае, когда тепловые коэффициенты $F_{мj}$ и $F_{стj}$ не зависят от потерь $P_м$ и $P_{ст}$; поэтому положение максимально нагретой области в этом методе задано на границе катушка—сердечник. Так как известно, что величина потерь в меди и в стали существенно изменяет положение максимально нагретой области, это допущение приводит к значительной ошибке в практических расчетах превышения температуры.

Во втором из аналитических методов — методе электротепловых аналогий — используется формальная аналогия между процессами переноса тепла и электричества. По этому методу распределенные тепловые параметры исследуемого трансформатора или дросселя заменяются сосредоточенными электрическими параметрами: распределенные источники тепла — сосредоточенными источниками электрических потерь и распределенные тепловые сопротивления — сосредоточенными сопротивлениями резистора. Затем составляется электрическая схема, эквивалентная в тепловом отношении реальной конструкции.

Для такой схемы можно на основании законов Кирхгофа составить систему алгебраических уравнений, решая которую можно установить связь между потенциалами (температурами нагрева), токами (тепловыми потоками) и сопротивлениями (тепловыми сопротивлениями) для узловых точек схемы (катушки и сердечника).

Данный метод справедлив лишь в той степени, в какой справедлива замена распределенных тепловых параметров сосредоточенными электрическими. Погрешность, вызванная такой заменой, уменьшается с увеличением числа узловых точек в эквивалентной тепловой схеме.

Для составления тепловой схемы замещения трансформатора необходимо установить, что называется тепловым сопротивлением.

Тепловым сопротивлением элемента трансформатора, не имеющего распределенных источников тепла, называется коэффициент пропорциональности между величиной максимального превышения температуры в элементе и величиной теплового потока, протекающего через него.

Тепловым сопротивлением элементов трансформатора, содержащих распределенные источники тепла, называется тепловое сопротивление таких же элементов, в которых все источники сосредоточены в зоне наибольшей температуры при условии одинаковых величин тепловых потоков и максимальных перепадов температуры в обеих системах.

Примем следующие допущения:

1. Катушка трансформатора рассматривается как прямой круговой цилиндр в случае, когда ширина окна больше ширины среднего стержня магнитопровода. В более общем случае катушка рассматривается как цилиндрическая стенка с внутренним и внешним радиусами, которые выбираются из условия равенства внешней и внутренней поверхностей реальной и схематизированной катушек; высота цилиндра выбирается равной высоте окна магнитопровода (для низковольтных трансформаторов) и совместной ширине намотки и торцовой изоляции (для высоковольтных).

2. Сердечник трансформатора рассматривается как плоская стенка с толщиной, равной толщине сердечника, и поверхностью, равновеликой внешней поверхности всего магнитопровода.

3-2. Определение тепловых сопротивлений пассивных элементов тепловой схемы замещения трансформатора

К пассивным элементам трансформатора (т. е. не содержащим источников тепла) относятся детали конструкции (каркас, обойма и др.), а также сердечник или катушка в тех случаях, когда они рассматриваются как тепловые сопротивления для потока тепла, созданного в другом элементе. Чтобы определить тепловое сопротивление таких элементов, воспользуемся основными положениями теории теплопередачи.

Известно, что интенсивность теплопередачи пропорциональна вектору теплового потока, направленного по нормали к изотермической поверхности в сторону падения температуры.

Если количество переданного через единицу площади тепла отнести к единице времени, то эту зависимость можно выразить следующим образом:

$$q = -\alpha_t \operatorname{grad} t, \qquad (3\text{-}6)$$

где q — количество тепла, переданное в единицу времени через единицу поверхности, т. е. удельный тепловой поток, *вт/см²*: α_t — коэффициент теплопередачи, который определяет количество тепла, проходящее в единицу времени при падении температуры в 1 °С на единицу длины (в случае теплопроводности) *вт/см*·°С; grad t — предел отношения изменения температуры к расстоянию между изотермами °С/*см*.

Уравнение (3-6) служит математическим выражением основного закона теплопередачи.

Как известно, передача тепла во внешнюю среду может происходить за счет теплопроводности конвекции и излучения, причем математическое выражение закона теплопередачи для этих случаев будет различным.

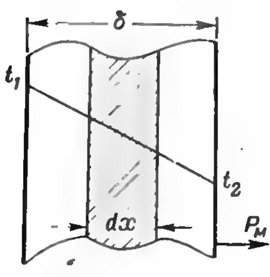


Рис. 3-1. Однородная плоская стенка с коэффициентом теплопроводности λ.

Найдем аналитические выражения для каждого способа передачи тепла в форме, удобной для теплового расчета трансформатора в установившемся режиме.

Рассмотрим случай передачи тепла за счет теплопроводности. Для того чтобы вывести расчетную формулу теплопроводности сердечника без учета возникающих в нем потерь, заменим его однородной плоской стенкой с коэффициентом теплопроводности $\lambda_{ст}$ (рис. 3-1).

Температура стенки изменяется только в направлении оси x.

Выделим внутри стенки слой толщиной dx, ограниченный двумя изотермическими плоскостями. На основании уравнения (3-6) можно записать:

$$P'_м = -\lambda_{ст} \frac{dt}{dx}, \ вт/см^2, \qquad (3\text{-}7)$$

где $P'_м = P_м/S_{ст}$ — поток потерь в обмотке, проходящий через единицу поверхности сердечника во внешнюю сре-

ду, *вт/см*^{2}; $\lambda_{ст}$ — коэффициент теплопроводности сердечника, *вт/см*·°С.

Разделив переменные и проинтегрировав уравнения, можно определить перепад температур в сердечнике

$$\theta_{ст} = -\frac{P'_{м}x}{\lambda} + C. \qquad (3\text{-}8)$$

Постоянная интегрирования определяется из граничных условий при $x=0$—$t=t_1$. Подставляя эти значения в уравнение (3-8), получаем $C=t_1$.

Обозначая температуру на границе сердечника при $x=\delta_{ст}$ через t_2, получаем:

$$t_2 - t_1 = P'_{м}\frac{\delta_{ст}}{\lambda_{ст}} = P_{м}R'_{с}. \qquad (3\text{-}9)$$

где

$$R'_{с} = \frac{\delta_{ст}}{\lambda_{ст}S_{ст}}, \ ^\circ C/вт \qquad (3\text{-}10)$$

— тепловое сопротивление сердечника для потока потерь в обмотке.

Для сердечника, навитого из изолированной ленты толщиной δ_i с теплопроводностью λ_i, уравнение (3-9) примет вид:

$$t_2 - t_1 = P'_{м}\sum_{i=1}^{n}\frac{\delta_i}{\lambda_i} = P'_{м}\frac{D_{с}}{\lambda_{экв}}, \qquad (3\text{-}11)$$

где

$$D_{с} = \sum_{i=1}^{n}\delta_i \qquad (3\text{-}12)$$

и

$$\lambda_{экв} = \frac{\sum\limits_{i=1}^{n}\delta_i}{\sum\limits_{i=1}^{n}\frac{\delta_i}{\lambda_i}}. \qquad (3\text{-}13)$$

В этом случае тепловое сопротивление для потока $P_{м}$ может быть вычислено по формуле

$$R_{с} = \frac{D_{с}}{\lambda_{экв}S_{ст}}, \ ^\circ C/вт. \qquad (3\text{-}14)$$

Аналогичные формулы могут быть получены для определения теплового сопротивления прямоугольной гильзы (или каркаса)

$$R_г = \frac{\delta_c}{\lambda_г S_г}, \ °C/вт \tag{3-15}$$

и

$$R'_г = \frac{D_г}{\lambda_{экв} S_г}, \ °C/вт. \tag{3-16}$$

Определим перепад температуры в цилиндрической гильзе, изготовленной из изоляционного материала с коэффициентом теплопроводности $\lambda_г$, внутренним радиусом r_1 и внешним r_2. Заменим гильзу однородным цилиндром с образующей l и, рассуждая аналогично предыдущему, получим:

$$t_2 - t_1 = \frac{2P'_м r_1 \ln \frac{r_2}{r_1}}{2\lambda_г}. \tag{3-17}$$

Тогда тепловое сопротивление гильзы для потока $P_м$ будет:

$$R_г = \frac{\ln \frac{r_2}{r_1}}{2\pi l \lambda_г}, \ °C/вт. \tag{3-18}$$

Для нахождения теплового сопротивления граничных слоев непосредственно из уравнения (3-6) необходимо иметь значение температурного градиента на поверхности тела, определение которого связано с большими трудностями.

Для случая передачи тепла за счет конвекции в основу практических расчетов можно положить формулу Ньютона

$$t_2 - t_0 = \frac{P'}{\alpha_к}, \ °C, \tag{3-19}$$

где $P' = P/S$ — поток потерь, пересекающий единицу поверхности; $\alpha_к$ — коэффициент теплоотдачи при конвекции, $вт/см^2 \cdot °C$; t_1 и t_2 — температуры двух сред на границе.

В случае передачи тепла путем излучения с поверхности катушки и магнитопровода в технических расчетах

целесообразно применять закон Стефана — Больцмана в следующей математической форме:

$$P' = C\varepsilon (T_1^4 - T_{о.с}^4), \qquad (3\text{-}20)$$

где C — постоянная, равна $5{,}7 \cdot 10^{-12}$ *вт/см²·°С⁴*; ε — коэффициент излучения; T_1 — абсолютная температура тела, °К; $T_{о.с}$ — абсолютная температура окружающей среды, °К.

По аналогии с явлениями теплопроводности и конвекции можно написать:

$$t_2 - t_1 = \frac{P'}{\alpha_л}, \ °С, \qquad (3\text{-}21)$$

где $\alpha_л$ — коэффициент, пропорциональный коэффициенту излучения. Объединив выражения (3-19) и (3-21), получим:

$$t_2 - t_1 = P' \frac{1}{\alpha_к + \alpha_л} = P' \frac{1}{\alpha}, \ °С, \qquad (3\text{-}22)$$

где

$$\alpha = \alpha_к + \alpha_л, \ вт/см^2 \cdot °С \qquad (3\text{-}23)$$

— суммарный коэффициент теплоотдачи (в дальнейшем будем именовать его коэффициентом теплоотдачи).

Выражение (3-22) можно представить также в виде

$$t_2 - t_1 = \frac{P}{S\alpha}, \ °С. \qquad (3\text{-}24)$$

На основании (3-24) тепловые сопротивления всех поверхностей S_i границы катушка — среда и сердечник — среда будут равны соответственно:

$$R_м^0 = \frac{P_м}{\sum_{i=1}^{n} S_i \alpha_i}, \ °С/вт \qquad (3\text{-}25)$$

и

$$R_с^0 = \frac{P_{ст}}{\sum_{i=1}^{n} S_i \alpha_i}, \ °С/вт. \qquad (3\text{-}26)$$

3-3. Определение теплового сопротивления сердечника и катушки как элементов с внутренними источниками тепла

Тепловое сопротивление сердечника с толщиной δ и перепад температур, вызванный собственными потерями, можно определить из дифференциального уравнения теплопроводности

$$\frac{d^2t}{dx^2}+\frac{d^2t}{dy^2}+\frac{d^2t}{dz^2}=\frac{p'_v}{\lambda}, \tag{3-27}$$

где p'_v — потери в единице объема.

Примем градиенты температуры по осям y и z равными нулю, тогда, интегрируя уравнение (3-27), получаем:

$$t=-\frac{p'_v}{2\lambda}x^2+C_1x+C_2, \tag{3-28}$$

где C_1 и C_2 — постоянные интегрирования.

Значения C_1 и C_2 могут быть определены с достаточной для практики точностью, если предположить, что тепловое сопротивление сердечника мало по сравнению с сопротивлением граничного слоя.

Будем считать, что самая нагретая плоскость сердечника находится на границе катушка — сердечник. Если расположить начало координат с внутренней стороны сердечника, то при $x=0$ $dt/dx=0$ и, следовательно, $C_1=0$.

Постоянная C_2 определяется из условий на поверхности сердечника. При $x=\delta$ и $t=t_{ст}$ можно написать:

$$t_{ст}=-\frac{p'_v}{2\lambda}\delta^2+C_2, \tag{3-29}$$

где $t_{ст}$ — температура на границе магнитопровода.

У самой границы сердечника всегда имеется ламинарный слой, через который тепло передается только путем теплопроводности

$$p'_v=-\lambda\frac{dt}{dx}. \tag{3-30}$$

Количество тепла, переданного в окружающую среду, равно:

$$p_v=\alpha(t_{ст}-t_{о.с}) \tag{3-31}$$

где $t_{о.с}$ — температура окружающей среды; α — коэффициент теплоотдачи.

Приравнивая (3-30) и (3-31), получаем:

$$-\lambda \frac{dt}{dx} = \alpha (t_{ст} - t_{о.с}). \qquad (3\text{-}32)$$

Подставим в (3-32) значение t и решим его относительно C_2:

$$C_2 = t_{о.с} + \frac{p_v}{2\lambda} \delta^2 + p_v \frac{\delta}{x}. \qquad (3\text{-}33)$$

Подставив значения C_1 и C_2 в (3-28), определим температуру сердечника в точке, расположенной на расстоянии x от начала координат:

$$t = t_{о.с} + p_v \frac{\delta^2}{2\lambda} \left[1 + \frac{4\lambda}{2\lambda} - \left(\frac{x}{\delta}\right)^2\right]. \qquad (3\text{-}34)$$

Перепад температур в магнитопроводе находим, подставляя в (3-34) t_0 (при $x=0$) и $t_{ст}$ (при $x=\delta$):

$$t_{ст} - t_0 = p_v \frac{\delta^2}{2\lambda} = P_{ст} R_с, \qquad (3\text{-}35)$$

где

$$R_с = \frac{\delta^2}{2\lambda V_{ст}} \qquad (3\text{-}36)$$

— тепловое сопротивление сердечника, содержащего внутренние источники тепла.

Для определения перепада температуры в цилиндрической катушке с внутренними источниками тепла при одинаковых значениях коэффициента теплопроводности λ по осям x и y (рис. 3-2) необходимо решить дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2t}{dx^2} + \frac{d^2t}{dy^2} = -\frac{p'_v}{\lambda} \qquad (3\text{-}37)$$

(градиент температуры по оси z принят равным нулю). Переходя к цилиндрическим координатам, получим:

$$\frac{dt^2}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dt}{dr} + \frac{p'_v}{\lambda} = 0. \qquad (3\text{-}38)$$

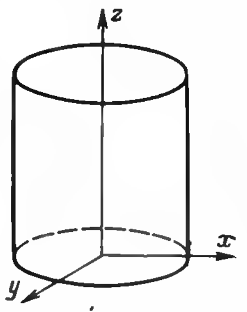


Рис. 3-2. Однородный цилиндр с коэффициентом теплопроводности λ.

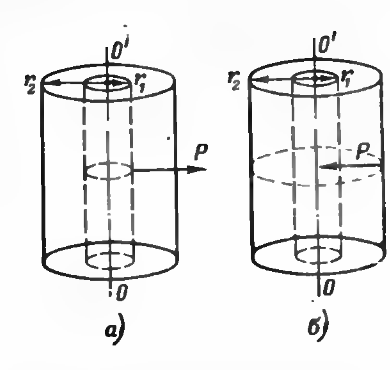


Рис. 3-3. Однородный цилиндр с коэффициентом теплопроводности λ.

а — тепловой поток направлен от внутренней поверхности к внешней; *б* — тепловой поток направлен от внешней поверхности к внутренней.

Условия на поверхности цилиндра определяются аналогично (3-32) в виде

$$-\lambda \left(\frac{dt}{dr}\right)_{r=r_2} = \alpha (t_к - t_{о.с}), \tag{3-39}$$

где $t_к$—температура на внешней поверхности катушки.

Для трансформаторов малой мощности тепловое сопротивление катушки меньше сопротивления граничного слоя. Поэтому можно допустить, что максимальная температура имеет место на оси симметрии цилиндра и при $r = 0$ будем иметь $dt/dr = 0$.

Решив дифференциальное уравнение (3-38) методом разделения переменных, получим температуру катушки в точке, удаленной от внутренней поверхности на расстояние r:

$$t = t_{о.с} + p'_v \left[\frac{r_2^2}{4\lambda} + \frac{r_2^2}{2\alpha r_2} - \frac{r_2^2}{4\lambda}\left(\frac{r}{r_2}\right)^2\right], \ ^\circ C. \tag{3-40}$$

Перепад температур в катушке находим, подставляя в (3-40) $t_м$ (при $r=0$) и $t_к$ (при $r=r_2$):

$$t_м - t_к = p_v \frac{r_2^2}{4\lambda} = P_к R_м, \ ^\circ C, \tag{3-41}$$

где

$$R_м = \frac{r_2^2}{V_к 4\lambda} \tag{3-42}$$

— тепловое сопротивление катушки, содержащей внутренние источники тепла.

Для катушек больших размеров при необходимости более точных расчетов превышения температуры нужно учитывать местоположение наиболее нагретой области, так как при перемещении этой области от внутренней до наружной поверхности катушки величина ее теплового сопротивления изменяется. Выведем формулы для тепло-

вого сопротивления катушки при различных положениях максимально нагретой области и направлениях тепловых потоков.

На основании теории теплопередачи для теплового сопротивления полого цилиндра в случае, когда теплопередача происходит через наружную поверхность, а наиболее нагретой является внутренняя область (рис. 3-3,*а*), можно написать:

$$R_{м}=\frac{r_1^2}{4\lambda V}\left[\left(\frac{r_2^2}{r_1}\right)^2-2\ln\frac{r_2}{r_1}-1\right]. \qquad (3\text{-}43)$$

Если тепловой поток P от внешней поверхности катушки проходит в окружающее пространство через ее внутреннюю поверхность (рис. 3-3,*б*), то

$$R_{м}=\frac{r_2^2-r_1^2}{4\lambda V}\left[2\ln\frac{r_2}{r_1}\,\frac{r_2^2}{r_2^2-r_1^2}\right]. \qquad (3\text{-}44)$$

В случае расположения наиболее нагретой области внутри катушки ее тепловое сопротивление будет состоять из следующих двух сопротивлений:

1) теплового сопротивления катушки потоку потерь, излучаемому в окружающую среду через внешнюю поверхность катушки ($R''_{м}$):

$$R''_{м}=\frac{r_x^2}{4\lambda V}\left[\left(\frac{r_2}{r_x}\right)^2-2\ln\frac{r_2}{r_x}-1\right], \qquad (3\text{-}45)$$

где r_x — радиус максимально нагретой области;

2) теплового сопротивления катушки потоку, идущему в сердечник ($R'_{м}$):

$$R'_{м}=\frac{r_x^2-r_1^2}{4\lambda V}\left[2\ln\frac{r}{r_1}\left(\frac{r_x^2}{r_x^2-r_x^2}\right)-1\right]. \qquad (3\text{-}46)$$

Суммарное тепловое сопротигление катушки будет равно:

$$R_{м}=\frac{1}{4\lambda V_{к}}\left\{(r_x^2-r_1^2)\left[2\ln\frac{r_x}{r_1}\left(\frac{r_x}{r_x^2-r_1^2}\right)-1\right]+\right.$$
$$\left.+r_x^2\left[\left(\frac{r_2}{r_x}\right)^2-2\ln\frac{r_2}{r_x}-1\right]\right\}. \qquad (3\text{-}47)$$

При $r_x = r_1$ $R'_м = 0$ и

$$R_м = R''_м = \frac{r_1^2}{4\lambda V}\left[\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 2\ln\frac{r_2}{r_1} - 1\right]. \qquad (3\text{-}48)$$

При соизмеримости тепловых сопротивлений самой катушки и граничного слоя катушка — среда целесообразно рассмотреть распространение теплового потока вдоль слоев провода (что соответствует теплопроводности $\lambda_{вд}$) и поперек слоев (что соответствует теплопроводности $\lambda_п$).

Определение каждого из сопротивлений ($R_{вд}$ и $R_п$) катушки производится по формулам (3-36) и (3-42).

3-4. Распределение тепловых потоков в трансформаторе

В зависимости от мощности источников потерь катушки и сердечника, а также от соотношения величин соответствующих тепловых сопротивлений возможны следующие два варианта распределения тепловых потоков, образуемых в катушке и сердечнике трансформатора.

1. Тепловой поток, развиваемый катушкой, частично проходит через ее толщу и частично через сердечник. При этом тепловой поток, создаваемый сердечником, проходит в наружное пространство только через его поверхность.

2. Тепловой поток, создаваемый катушкой, проходит в окружающую среду только через ее поверхность. Тепловой поток, возникающий в сердечнике, рассеивается в окружающую среду двумя путями: через катушку и сквозь поверхность сердечника.

Составим для каждого из этих двух вариантов тепловую схему замещения, пользуясь следующими обозначениями:

$P_м$ — тепловой поток, возникающий в катушке при прохождении через нее электрического тока;

$P_{ст}$ — тепловой поток, возникающий в сердечнике за счет активных потерь;

$P'_м$, $P''_м$, $P'_{ст}$, $P''_{ст}$ — тепловые потоки в ветвях схемы замещения;

$R_м$ — тепловое сопротивление катушки собственному потоку потерь;

x — тепловое сопротивление катушки для потока, идущего от максимально нагретой области до гильзы. Зна-

чение зависит от величины проходящего через него теплового потока;

$R'_с$ — тепловое сопротивление сердечника проходящему тепловому потоку;

$R''_с$ — тепловое сопротивление сердечника собственному потоку потерь;

$R_г$ — тепловое сопротивление гильзы;

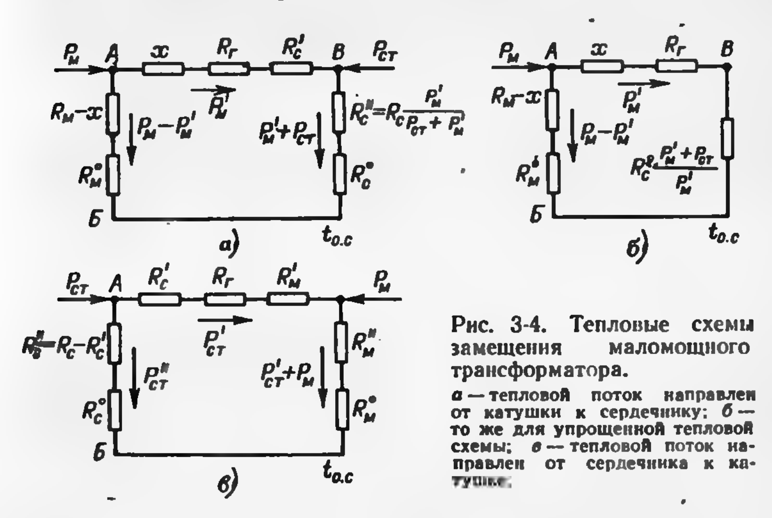


Рис. 3-4. Тепловые схемы замещения маломощного трансформатора.

а — тепловой поток направлен от катушки к сердечнику; *б* — то же для упрощенной тепловой схемы; *в* — тепловой поток направлен от сердечника к катушке.

$R^0_м$, $R^0_с$ — тепловые сопротивления границы катушка—среда и сердечник—среда соответственно.

Тепловая схема замещения, соответствующая первому из указанных ранее вариантов прохождения тепловых потоков через трансформатор, приведена на рис. 3-4,*а*.

В этом случае тепловой поток ($P_м$), создаваемый катушкой, распадается на две составляющие и проходит в окружающую среду по двум путям: одна составляющая ($P_м—P'_м$) идет только через часть катушки, преодолевая сопротивления $R_м—x$ и $R^0_м$, другая составляющая ($P'_м$) проходит через другую часть катушки, гильзу, далее через сердечник и преодолевает при этом сопротивления x, $R_г$, $R'_с$, $R''_с$ и $R^0_с$.

Так как на практике сопротивления $R'_с$ и $R''_с$ значительно меньше сопротивления $R^0_с$, то ими можно пренебречь. Полученная в этом случае схема замещения приведена на рис. 3-4,*б*.

Рассматривая эту схему как пассивный двухполюсник относительно точек A и $Б$, можно определить превышение температуры катушки в максимально нагретой области (A) из выражения

$$\theta_A = (R_м - x + R^0_м)(P_м - P'_м). \qquad (3\text{-}49)$$

Кроме того, по второму закону Кирхгофа имеем:

$$(R_м - x + R^0_м)(P_м - P'_м) - R^0_с(P'_м + P_{ст}) - (R_г + x) P'_м = 0. \qquad (3\text{-}50)$$

Решая (3-50) относительно x, получаем:

$$x = \frac{-P'_м(R_м + R^0_м + R_г + R^0_с) - P_{ст}R^0_с + P_м(P_м + R^0_м)}{P_м}. \qquad (3\text{-}51)$$

Подставим это значение x в (3-49). Тогда

$$\theta_A = \left\{R_м + \frac{1}{P_м}[P'_м(R_м + R^0_м + R_г + R^0_с) + P_{ст}R^0_с - P_м(R_м + R^0_м)] + R^0_м\right\}(P_м - P'_м). \qquad (3\text{-}52)$$

Найдем величину ($P'_м$); для чего решим уравнение

$$\frac{d\theta_{макс}}{dP'_м} = 0. \qquad (3\text{-}53)$$

Из (3-53) определяем:

$$P'_м = \frac{(R_м + R^0_м + R^0_с + R_г) P_м - R^0_с P_{ст}}{2(R_м + R^0_м + R^0_с + R_г)}. \qquad (3\text{-}54)$$

Подставляя найденное значение $P'_м$ в (3-52), получаем:

$$\theta_{макс} = \frac{[(R^0_м + R_м + R_г + R^0_с) P_м + R^0_с P_{ст}]^2}{4P_м(R^0_м + R^0_м + R_г + R_м)}. \qquad (3\text{-}55)$$

Найденное значение $\theta_{макс}$ представляет собой превышение температуры катушки в зависимости от теплообмена между катушкой и сердечником ($P'_м$).

Уравнение (3-55) позволяет определить превышение температуры катушки в максимально нагретой области;

оно верно для тех случаев, когда эта область находится внутри катушки, т. е. соблюдается условие ($0<x<R_м$).

Тепловая схема замещения, соответствующая второму варианту распределения тепловых потоков, приведена на рис. 3-4,*в*.

В этом случае тепловой поток направлен от сердечника к катушке и максимально нагретая область находится на гильзе, что соответствует значениям $x<0$.

Максимальное превышение температуры находится аналогично и может быть определено по формуле

$$\theta_{макс}=(R_м+R_м^0)\left[P_м-\frac{P_м(R_м+R_м^0-x)-R_c^0P_{ст}}{R_м+R_м^0+R_c^0+R_т}\right] \qquad (3\text{-}56а)$$

при $P'_м>0$. В случае $P'_м<0$

$$\theta_{макс}=(P_{ст}-P'_{ст})R_c^0, \qquad (3\text{-}56б)$$

где

$$P'_{ст}=\frac{R_c^0P_c-(R_м+R_м^0)P_м}{R_м+R_м^0+R_c^0+R_т}. \qquad (3\text{-}57)$$

Формулы (3-55)—(3-57) можно применять при определении оптимальных геометрических соотношений и режимов работы трансформаторов малой мощности как с равномерным распределением потерь по объему катушки, так и с неравномерным, если, однако, этой неравномерностью можно пренебречь (т. е. при условии $R_м^0\gg R_м$).

Для повышения точности расчетов следует учитывать, что величина теплового сопротивления катушки $R_м$ зависит от положения ее максимально нагретой области. Поэтому определение $R_м$ следует вести методом последовательных приближений, уточняя $R_м$ по формуле (3-48).

Если условие $R_м^0\gg R_м$ не выполняется, что имеет место в трансформаторах больших размеров, то необходимо учитывать как неравномерность распределения потерь в катушке, так и различную теплопроводность обмоток в разных направлениях (вдоль и поперек слоев намотки). Решение этой задачи, представляющее значительные математические трудности и требующее использования ЭЦВМ, в общем случае получено в [Л. 19].

В этой работе показано, что при допущении равномерного распределения потерь в обмотках точность определения превышения температуры лежит в пределах $\pm10\%$; при учете же реального распределения потерь точность расчета повышается, ограничиваясь областью ошибок не более $\pm5\%$.

3-5. Порядок расчета превышения температуры трансформатора

Для определения максимального превышения температуры катушки и максимального значения среднеобъемной температуры обмотки можно использовать тепловую схему замещения, изображенную на рис. 3-5.

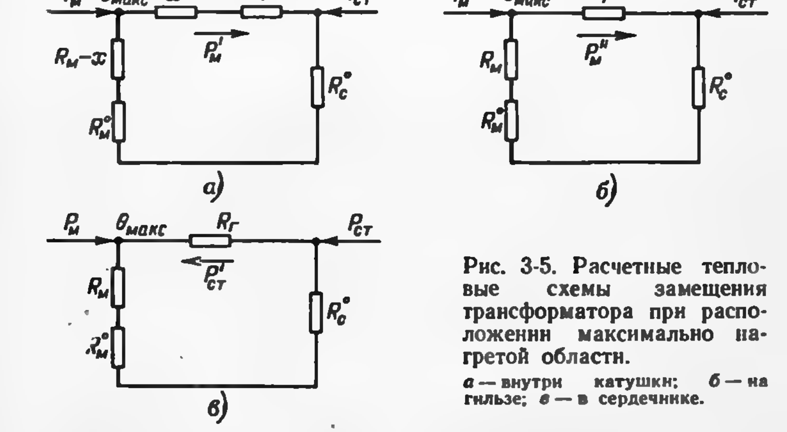


Рис. 3-5. Расчетные тепловые схемы замещения трансформатора при расположении максимально нагретой области.

а — внутри катушки; *б* — на гильзе; *в* — в сердечнике.

Определяем тепловое сопротивление катушки для потока, идущего от максимально нагретой области до гильзы по формулам (3-51) и (3-54).

Тепловые сопротивления элементов схемы замещения могут быть определены по формулам, приведенным в § 3-2 и 3-3, или по табл. 3-1 и 3-2 (для трансформаторов броневой конструкции на сердечниках типа ШЛ и ШЛО) и 3-3 (для трансформаторов стержневой конструкции на сердечниках типа ПЛ). При использовании табл. 3-1, 3-3 и 3-4 следует иметь в виду, что приведенные в них типовые величины тепловых сопротивлений рассчитаны при $\theta_{макс}=55\,°C$ и $t_{о.с}=20\,°C$ и при значе-

ниях коэффициента теплоотдачи $\alpha = 1{,}4 \cdot 10^{-3}$ *вт/см²·°С*.

Величина теплового сопротивления катушки $R_м$ предварительно рассчитывается для случая, когда максимально нагретая область находится на поверхности гильзы.

Таблица 3-1

Типоразмер магнитопровода	$R_т$	$R_м$	$R_м^0$	R_c^0
	°С/*вт*			
ШЛ 6×6,5	11,1	4,8		45,8
ШЛ 6×8	9,9	4,5	57,5	40,6
ШЛ 6×10	8,7	4,1		32,4
ШЛ 6×12,5	7,5	3,8		28,9
ШЛ 8×8	6,5	3,7		30,1
ШЛ 8×10	5,8	3,4	33,7	25,8
ШЛ 8×12,5	5,1	3,1		22,2
ШЛ 8×16	4,3	2,8		17,9
ШЛ 10×10	8,3	2,9		20,3
ШЛ 10×12,5	7,4	2,7	18,1	17,8
ШЛ 10×16	6,4	2,5		15,3
ШЛ 10×20	5,5	2,3		13,1
ШЛ 12×12,5	5,7	2,4		14,3
ШЛ 12×16	4,9	2,2	15,8	12,5
ШЛ 12×20	4,3	2,0		10,9
ШЛ 12×25	3,7	1,9		9,3
ШЛ 16×16	3,3	1,8		8,9
ШЛ 16×20	2,9	1,7	9,1	7,9
ШЛ 16×25	2,5	1,6		6,9
ШЛ 16×32	2,1	1,4		6,0
ШЛ 20×20	2,1	1,5		5,6
ШЛ 20×25	1,8	1,4	6,0	5,0
ШЛ 20×32	1,6	1,3		4,2
ШЛ 20×40	1,4	1,1		3,7
ШЛ 25×25	2,0	1,2		3,5
ШЛ 25×32	1,7	1,1	4,0	3,1
ШЛ 25×40	1,5	1,0		2,7
ШЛ 25×50	1,3	0,9		2,3
ШЛ 32×32	1,2	0,9		2,3
ШЛ 32×40	1,1	0,8	2,5	2,1
ШЛ 32×50	0,9	0,7		1,8
ШЛ 32×64	0,8	0,7		1,5
ШЛ 40×40	1,0	0,7		1,5
ШЛ 40×50	0,9	0,7	1,6	1,4
ШЛ 40×64	0,8	0,6		1,2
ШЛ 40×80	0,7	0,6		1,0

Таблица 3-2

Типоразмер магнитопровода	$R_{н}$	$R_{м}$	$R_{с}^{0}$
	°C/вт		
ШЛО 4×5	20,0	68,7	90,0
ШЛО 4×6,5	18,5		78,2
ШЛО 4×8	17,4		69,6
ШЛО 4×10	15,8		61,5
ШЛО 5×5	17,8	52,0	64,1
ШЛО 5×6,5	16,7		60,8
ШЛО 5×8	15,7		52,5
ШЛО 5×10	14,6		45,4
ШЛО 6×6,5	13,0	33,0	40,0
ШЛО 6×8	12,3		33,6
ШЛО 6×10	11,4		32,3
ШЛО 6×12,5	10,7		30,0
ШЛО 8×8	10,4	22,0	28,3
ШЛО 8×10	9,7		25,4
ШЛО 8×12,5	9,1		22,5
ШЛО 8×16	8,3		19,8
ШЛО 10×10	8,6	17,0	19,5
ШЛО 10×12,5	8,3		17,4
ШЛО 10×16	7,6		15,9
ШЛО 10×20	7,1		13,2

Примечание. Величины $R_{к}$ для магнитопроводов ШЛО равны величинам $R_{к}$ табл. 3-1.

Таблица 3-3

Типоразмер магнитопровода	$R_{к}$	$R_{м}$	$R_{м}^{0}$	$R_{с}^{0}$
	°C/вт			
ПЛ16×40×32	1,08	1,8	3,8	7,6
ПЛ16×50	0,87	1,4	3,2	
ПЛ16×65	0,66	1,1	2,9	
ПЛ16×80	0,55	0,9	2,6	
ПЛ20×50×40	0,69	1,6	2,6	4,7
ПЛ20×60	0,56	1,4	2,4	
ПЛ20×80	0,43	1,0	2,0	
ПЛ20×100	0,36	0,8	1,7	
ПЛ25×65×50	0,60	1,2	1,6	3,3
ПЛ25×80	0,52	0,9	1,5	
ПЛ25×100	0,42	0,7	1,3	
ПЛ25×120	0,35	0,7	1,2	

Таблица 3-4

$t_м$, °C	0	10	20	30	40	50	60
$A_4\,(t_м)$	0,395	0,375	0,360	0,350	0,335	0,325	0,315

Продолжение табл. 3-4

$t_м$, °C	70	80	100	120	140	160
$A_4\,(t_м)$	0,303	0,293	0,280	0,260	0,250	0,235

В зависимости от найденного значения x уточняется значение $R_м$ и определяется превышение температуры θ.

При этом возможны два случая:

1. $0<x<R_м$.

Если тепловое сопротивление x окажется больше нуля и меньше сопротивления катушки $R_м$, которым мы предварительно задавались, то максимально нагретая область находится внутри катушки и максимальное превышение температуры определяется из выражения (3-55).

Среднее превышение температуры первичной обмотки определяется по формуле

$$\theta_{ср1}=\theta_{макс}-\theta_1, \quad (3\text{-}58)$$

где

$$\theta_1=0{,}5\,\theta_к=0{,}25\,(P_м-P'_м)\,R_м. \quad (3\text{-}59)$$

В формулах (3-58) и (3-59) θ_1 — перепад в первичной обмотке; $\theta_к$ — общий перепад температуры в катушке: $P'_м$ определяется из (3-54).

2. $x\leqslant 0$.

Если тепловое сопротивление x меньше или равно нулю, то необходимо найти

$$P''_м=\frac{P_м\,(R_м+R^0_м)-P_{ст}R^0_с}{R_м+R^0_м+R^0_с+R_т}. \quad (3\text{-}60)$$

Если найденное по этой формуле значение $P''_м$ окажется равным или больше нуля, то максимальное превышение температуры определится по формуле

$$\theta_{макс}=(P_м-P''_м)\,(R_м+R^0_м). \quad (3\text{-}61)$$

Перепад температуры в катушке находится из выражения

$$\theta_{к}=(P_{м}-P''_{м})R_{м}. \qquad (3\text{-}62)$$

Среднее превышение температуры определяется аналогично предыдущему случаю.

Если найденное из уравнения (3-60) значение $P''_{м}$ будет меньше нуля, то направление потока изменится, т. е. тепловой поток будет направлен от сердечника к катушке.

Из схемы замещения рис. 3-5,*в* можно определить возникающий в сердечнике тепловой поток $P'_{ст}$, который будет излучаться в окружающую среду через сопротивления $R_{г}$, $R_{м}$ и $R^{0}_{м}$. Величины $P'_{с}$ и $\theta_{макс}$ соответственно равны [Л. 19]:

$$P'_{ст}=\frac{P_{ст}R_{с}^{0}-P_{м}(P_{м}+R_{м}^{0})}{R_{м}+R_{м}^{0}+R_{с}^{0}+R_{г}}; \qquad (3\text{-}63)$$

$$\theta_{макс}=(P_{ст}-P'_{ст})R_{с}^{0}. \qquad (3\text{-}64)$$

Среднее превышение температуры определяется аналогично.

Схема на рис. 3-5 дает возможность решать и обратную задачу, т. е. определять потери в меди по заданному превышению температуры: при этом потери в меди находятся методом последовательного приближения.

Предварительно, используя рис. 3-5,*а*, находят потери в меди по формуле

$$P_{м}=\frac{2\theta_{макс}-P_{ст}R_{с}^{0}\sqrt{4\theta_{макс}^{2}-4\theta_{макс}R_{с}^{0}P_{ст}}}{R_{м}+R_{м}^{0}+R_{с}^{0}+R_{г}}. \qquad (3\text{-}65)$$

Затем определяем $P'_{м}$, x и $\theta_{макс}$ в зависимости от того, какое значение x получено. Если найденное превышение температуры не совпало с заданным, то расчет повторяют, задавшись новыми потерями в меди, отличными от найденных по формуле (3-65), и так продолжают до тех пор, пока $\theta_{макс}$ не станет равным заданному значению.

В заключение следует сказать о влиянии частоты питающей сети на тепловой расчет трансформатора.

При изменении частоты сети меняется соотношение потерь в стали сердечника и потерь в меди обмотки. Для определенных значений частот (например, для частот 50

и 400 *гц*, преимущественно применяемых на практике) можно с достаточной точностью сказать о положении максимально нагретой области катушки и соответственно об использовании расчетных формул для вычисления максимального превышения температуры.

Для трансформаторов с превышением температуры не более +70°C, питающихся от сети с частотой 50 *гц*, а также для трансформаторов малых типоразмеров без радиаторов и трансформаторов всех типоразмеров с радиаторами, питающихся от сети с частотой 400 *гц*, максимально нагретая область находится внутри катушки ($0<x<R_м$) и поэтому расчеты можно вести по формуле (3-55).

Для трансформаторов, питающихся от сети с частотой 400 *гц*, при типоразмерах сердечников, соответствующих ШЛ10 и более, максимально нагретая область находится на гильзе ($x<0$), и поэтому расчеты следует вести по формуле (3-56а). При использовании частот более 400 *гц* расчет следует вести по формуле (3-56б).

3-6. Особенности теплового расчета трансформаторов и дросселей различных конструкций

Расчет превышения температуры трансформаторов различных конструкций практически не отличается от общего порядка расчета, приведенного в § 3-5.

Для трансформаторов с шунтами определяется тепловое сопротивление по формуле (3-10), приведенной в § 3-2. Превышение температуры трансформатора зависит от расположения шунта в катушке. Оптимальным является расположение шунта в наиболее нагретой области катушки, так как при этом обеспечивается максимальный эффект шунтирования. Превышение температуры трансформатора с тепловым шунтом может быть определено путем решения системы уравнений, составленных на основе анализа схемы рис. 3-6,*а* (для $R_м<x>0$):

$$P_м=\theta_{макс}\left(\frac{1}{R_г-x+R_м^0}+\frac{1}{R_ш}+\frac{1}{x+R_г}\right)-$$

$$-t_1\left(\frac{1}{x+R_г}\right). \qquad (3\text{-}66)$$

$$P_{\text{с}} = t_1\left(\frac{1}{R_{\text{с}}^0} + \frac{1}{x + R_{\text{г}}}\right) - \theta_{\text{макс}}\left(\frac{1}{x + R_{\text{г}}}\right); \quad (3\text{-}67)$$

$$\frac{d\theta_{\text{макс}}}{dx} = 0. \quad (3\text{-}68)$$

В случае, если $x<0$, т. е. самая нагретая точка находится на гильзе (рис. 3-6,*б*), максимальное превышение

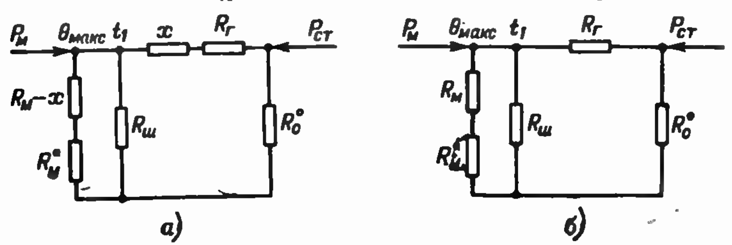


Рис. 3-6. Расчетные тепловые схемы замещения трансформатора с тепловым шунтом.

температуры можно определить из системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} P_{\text{м}} &= \theta_{\text{макс}}\left(\frac{1}{R_{\text{г}} + R_{\text{м}}} + \frac{1}{R_{\text{ш}}} + \frac{1}{R_{\text{м}}^0}\right) - t_1\left(\frac{1}{R_{\text{г}} + R_{\text{м}}}\right); \\ P_{\text{ст}} &= t_1\left(\frac{1}{R_{\text{г}} + R_{\text{м}}} + \frac{1}{R_{\text{с}}^0}\right) - \theta_{\text{макс}}\left(\frac{1}{R_{\text{м}} + R_{\text{г}}}\right). \end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}69)$$

Существенного снижения превышения температуры трансформатора или дросселя можно достигнуть путем применения радиаторов [Л. 20].

В этом случае тепловые сопротивления $R_{\text{м}}^0$ и $R_{\text{о}}^0$ находятся как сумма отдельных сопротивлений радиатора и сопротивлений теплоотдающих поверхностей трансформатора, оставшихся неоребренными.

1. Разбиваем поверхность, определяющую сопротивления $R_{\text{м}}^0$ и $R_{\text{с}}^0$, на участки с одинаковым закоиом теплоотдачи.

2. Для каждого из этих участков определяем по номограммам рис. 3-7 и 3-8 конвективную и лучистую составляющие коэффициента теплоотдачи.

3. При определении коэффициента теплоотдачи между ребрами необходимо учитывать изменение температуры среды в междуреберном пространстве (t_{ic}) и

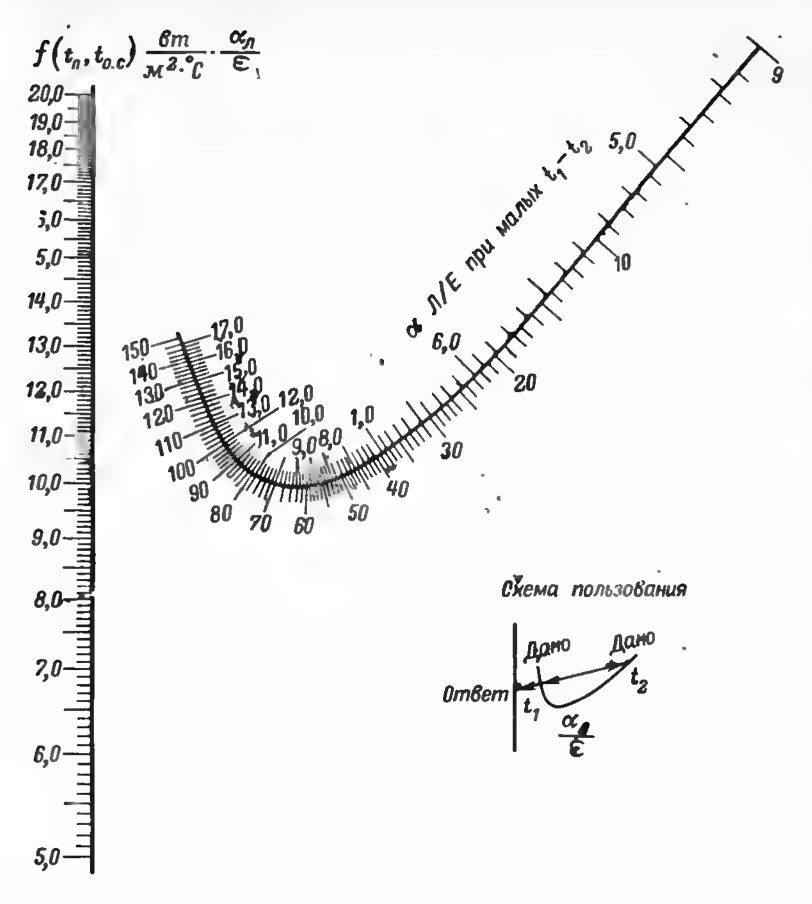


Рис. 3-7. Номограмма для определения лучистой составляющей коэффициента теплоотдачи.

взаимное влияние двух нагретых поверхностей на процесс теплообмена.

При вертикальном расположении поверхностей ребер радиатора справедлива следующая зависимость [Л. 18]:

$$t_{ic}=t_п-(t_п-t_{о.с})L(\eta), \qquad (3\text{-}70)$$

где $t_п$ — температура поверхности трансформатора; $t_{о.с}$ — температура окружающей среды.

Для определения зависимости между критериями L и η нужно определить $A_k(t_м)$ — параметр, учитываю-

щий свойства окружающей среды при температуре $t_м=0{,}5(t_п+t_{о.с})$. Для воздуха значения параметра $A_4(t_м)$ приведены в табл. 3-4.

По найденному из табл. 3-4 значению $A_4(t_м)$ определим η из формулы:

$$\eta = A_4(t_м)\, b_ш \left[\frac{t_п - t_{о.с}}{A}\right]^n, \qquad (3\text{-}71)$$

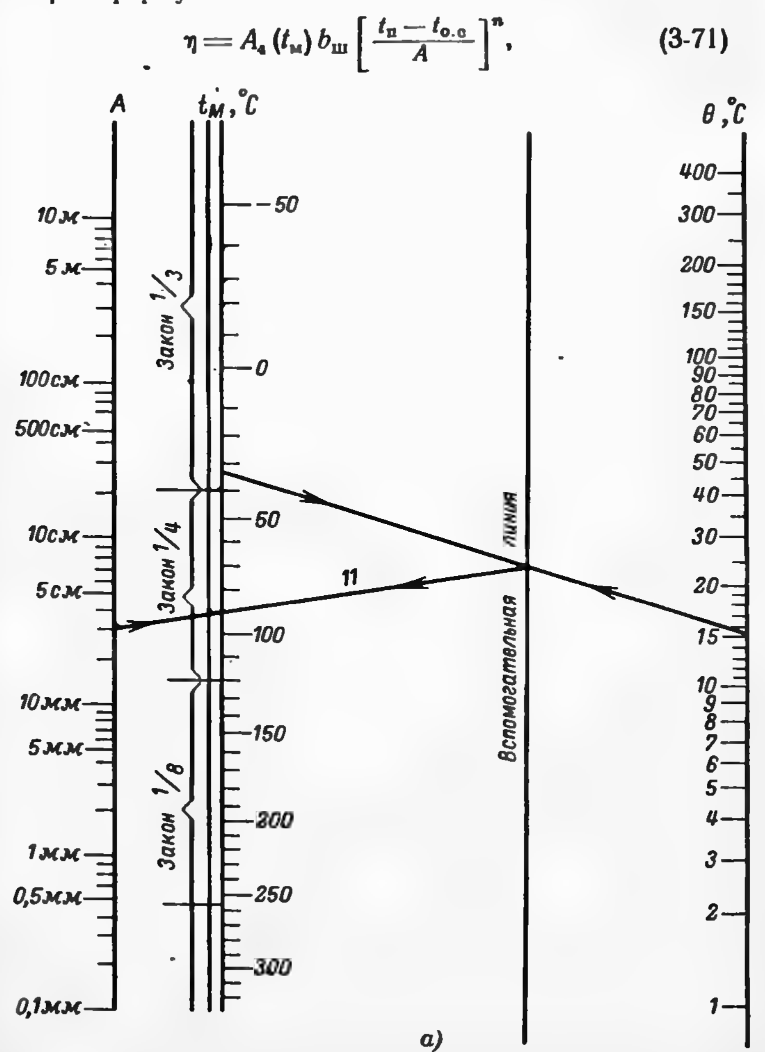
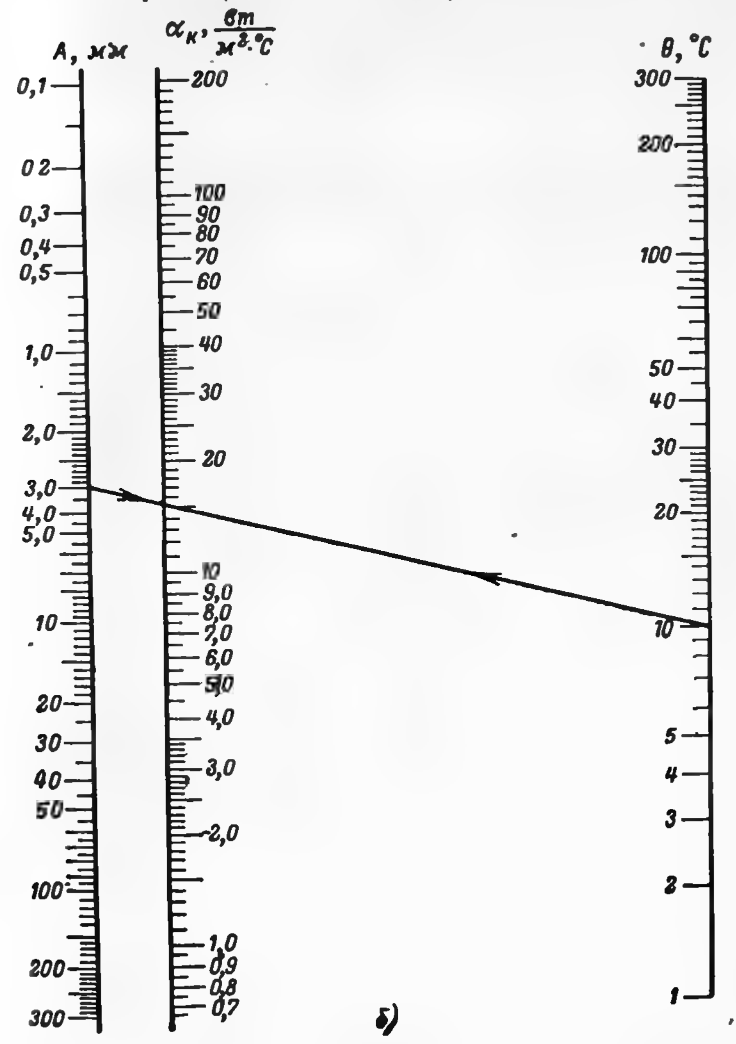


Рис. 3-8. Номограммы для определения конвективной

а — определение закона теплоотдачи; *б* — конвективная составляющая для

где A — определяющий размер, *мм*; $b_ш$ — расстояние между ребрами, *мм*.

Показатель степени n зависит от режима конвективного теплообмена, для каждого из которых справедлив определенный закон: переходный (закон степени $^1/_8$) и ламинарный (закон степени $^1/_4$).



составляющей коэффициента теплоотдачи.

закона 1/8; в — конвективная составляющая для закона 1/4.

Закон теплоотдачи определяем по заданному определяющему размеру A и значениям температур $t_м$ и θ.

Зависимость критерия L от η для воздуха представлена в табл. 3-5.

При $\eta > 4{,}5$ критерий $L(\eta) \approx 1$.

Найдя t_{ic}, определяем конвективную составляющую коэффициента теплоотдачи по одной из номограмм (3-8,*а*—*в*).

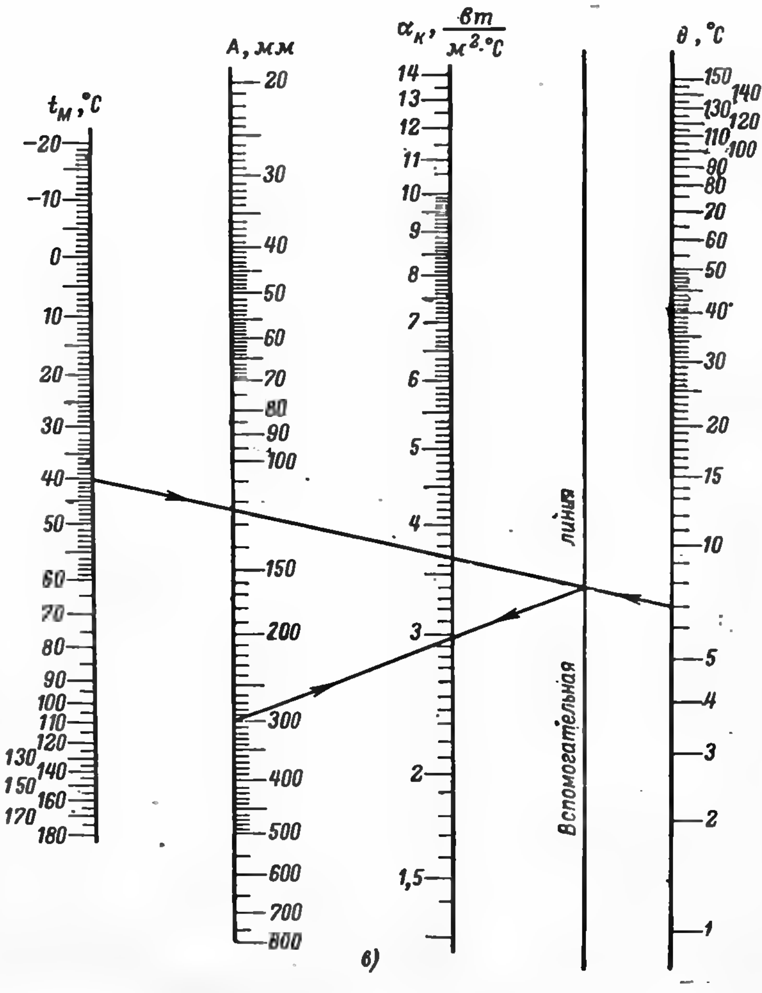


Рис. 3-8, в.

Таблица 3-5

η	0	0,2	0,5	0,8	1,0	1,5
L (η)	0	0,095	0,245	0,390	0,480	0,680

Продолжение табл. 3-5

η	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5
L (η)	0,815	0,895	0,935	0,960	0,980	0,990

При расчете для вертикальных поверхностей в качестве определяющего размера A принимается высота поверхности, а для горизонтальных — наименьший размер поверхности. При этом для горизонтальных поверхностей результаты расчета по номограммам нужно увеличить на 30%, если среда находится над поверхностью тела, и уменьшить на 30%, если среда находится под поверхностью. Полученное значение нужно умножить на $k=0{,}9$ — эмпирический коэффициент, учитывающий специфику конструкции трансформатора.

Лучистая составляющая коэффициента теплоотдачи рассчитывается по формуле

$$\alpha_л = 0{,}9 f(t_п,\ t_{о.с})\varphi, \qquad (3\text{-}72)$$

где φ — коэффициент взаимного облучения поверхностей ребер, обращенных друг к другу,

$$\varphi = \frac{b_ш}{b_ш + 2h_р}; \qquad (3\text{-}73)$$

здесь $h_р$ — длина ребра в *мм*.

Величину $f(t_п,\ t_{ic})$ определяем по номограмме рис. 3-7. Особенностью этой номограммы является наличие общего показателя шкал $t_1(t_п)$ и соответственно $t_2(t_{ic})$. Это создает неудобства в пользовании номограммой при близких значениях t_1 и t_2, когда определение $f(t_п, t_{ic})$ производится в области, касательной к шка-

ле температур. Для этого случая на обратной стороне шкалы температур построена совмещенная шкала для близких значений t_1 и t_2 с интервалом приблизительно в 10°. При малых интервалах температур величина $f(t_п, t_{ic})$ непосредственно считывается с криволинейной шкалы против значения температуры, среднего между двумя данными. Тот же результат получится, если соединить указанные значения прямой и продолжить ее до пересечения с ответной шкалой, но точность результата при этом понижается.

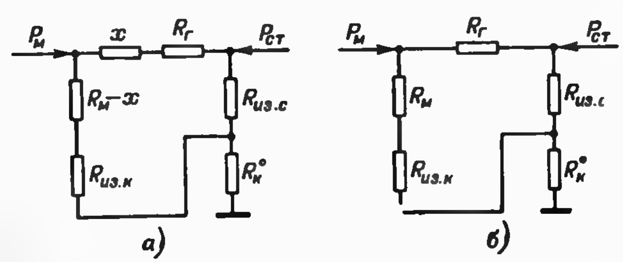


Рис. 3-9. Тепловая схема замещения закрытого трансформатора.

Определив суммарный коэффициент теплоотдачи в междуреберном пространстве $\alpha=\alpha_к+\alpha_л$, находим тепловое сопротивление радиатора. По найденным $\alpha_к$ и $\alpha_л$ определяем тепловое сопротивление отдельных участков, а затем и результирующие сопротивления $R^0_к$. Дальнейший расчет проводится в порядке, изложенном выше.

Определение превышения температуры трансформаторов закрытого типа (находящихся в кожухе или залитых в форму) производится в соответствии с порядком, изложенным в § 3-5. Наличие дополнительных тепловых сопротивлений изоляционного слоя или кожуха приводит к изменению тепловой схемы замещения, которая будет при этом иметь вид, изображенный на рис. 3-9.

В расчетные формулы для определения $\theta_{макс}$ и $P'_м$ вместо $R^0_м+R^0_с$ необходимо подставлять $R^0_к$ (тепловое сопротивление границы кожух — окружающая среда), вместо $R_м$ подставлять $R_м+R_{из}$. При этом тепловые сопротивления $R_м$ и $R_г$ для нормализованных сердечников

берутся из табл. 3-1—3-3, а тепловое сопротивление $R_{к}^{0}$ определяется по формуле

$$R_{к}^{0}=\frac{1}{\sum\limits^{n}\alpha S}, \qquad (3\text{-}74)$$

где $\alpha=\alpha_{к}+\alpha_{л}$ определяется по номограммам рис. 3-7, 3-8 (для приближенных расчетов $\alpha=1{,}4\cdot10^{-3}$); S — площадь участков поверхности с одинаковыми значениями α.

Тепловой расчет тороидальных трансформаторов и трансформаторов кабельного типа значительно проще, чем трансформаторов другого типа, так как тепловые потоки потерь меди и стали складываются.

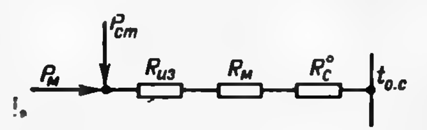


Рис. 3-10. Тепловая схема замещения тороидального трансформатора.

Рис. 3-11. Тепловая схема замещения кабельного трансформатора.

Схема замещения для трансформатора тороидального типа изображена на рис. 3-10, а для трансформатора кабельного типа — на рис. 3-11.

Максимальное превышение температуры тороидального и кабельного трансформаторов определяется соответственно по формулам (3-75) и (3-76):

$$\theta_{макс}=(P_{м}+P_{ст})\,R_{м}^{0}; \qquad (3\text{-}75)$$

$$\theta_{макс}=(P_{м}+P_{ст})\,R_{с}^{0}. \qquad (3\text{-}76)$$

При определении $R_{м}^{0}$ и $R_{с}^{0}$ коэффициент теплоотдачи α выбирается по номограммам рис. 3-7 или 3-8.

Порядок теплового расчета тороидального трансформатора приведен в § 5-6.

Тепловой расчет дросселей на базе анализа тепловой схемы замещения практически не отличается от теплового расчета трансформаторов.

Рассмотрим особенности теплового расчета сглаживающих дросселей электрических фильтров.

Сглаживающие дроссели имеют, как правило, одну обмотку, и поэтому можно считать, что потери в ней распределены равномерно по всему объему катушки. При этом направление тепловых потоков будет соответствовать схеме рис. 3-5,*а*, так как положение максимально нагретой области определяется из условия $0 < x < R_{м}$.

Максимальное превышение температуры сглаживающего дросселя может быть найдено по формуле (3-55).

При небольших величинах переменной составляющей магнитной индукции в сердечнике сглаживающего дросселя (порядка $\leqslant 0{,}1$ *тл*) потерями в стали сердечника можно пренебречь и определять $\theta_{макс}$ по формуле

$$\theta_{макс} = \frac{1}{4}\left(R_{м} + R^{0}_{м} + R^{0}_{с} + R_{г}\right) P_{м}. \qquad (3\text{-}77)$$

Среднее превышение температуры обмотки сглаживающего дросселя определяется по формуле

$$\theta_{ср} = \theta_{макс} - 0{,}5\theta_{к}, \qquad (3\text{-}78)$$

где

$$\theta_{к} = 0{,}25 R_{м} P_{м}. \qquad (3\text{-}79)$$

Тепловые сопротивления $R^{0}_{с}$, $R^{0}_{м}$, $R_{г}$ определяются по табл. 3-1 — 3-3 (при использовании унифицированных магнитопроводов).

Рис. 3-12. Тепловая схема замещения дросселя насыщения.

Тепловой расчет дросселей переменного тока производится аналогично расчету дросселей фильтров при $P_{ст} \neq 0$.

Расчет превышения температуры обмоток дросселей насыщения производится на основании анализа схемы рис. 3-12.

Максимальное превышение температуры обмоток дросселя определяется по формулам (3-55), (3-56) в порядке, изложенном в § 3-4.

Среднее превышение температуры обмоток определяется из выражений

$$\theta_{ср=} = \theta_{макс=} - \theta_{=};\ \theta_{=} = 0{,}5 R_{м} P'_{м=}; \qquad (3\text{-}80)$$

$$\theta_{ср\sim} = \theta_{макс\sim} - \theta_{\sim};\ \theta_{\sim} = 0{,}5 R_{м\sim} P'_{м\sim}, \qquad (3\text{-}81)$$

где индексом «~» обозначены рабочие обмотки д. н. (обмотки переменного тока) и индексом «=» — обмотки управления д. н.

3-7. Методика теплового расчета трансформаторов

Для выполнения теплового расчета трансформаторов с любыми соотношениями геометрических размеров сердечника по описанному выше методу должны быть заданы следующие величины:

1) геометрические размеры сердечника трансформатора a, b, c, h (рис. 2-1), *см*;

2) потери в сердечнике и в катушке ($P_{ст}$, $P_м$), *вт;*

3) температура окружающей среды ($t_{о.с}$), °С.

Расчет ведется в следующем порядке:

1. Определяют тепловые сопротивления $R_м$, $R^0_м$, $R^0_с$, $R_с$, $R_г$ схемы замещения по формулам (3-42), (3-25), (3-26), 3-36), (3-15) соответственно.

Расчетные формулы для определения объема катушки ($V_к$), открытой поверхности охлаждения катушки, непосредственно участвующей в теплообмене с окружающей средой ($S_{охл.к}$), открытой торцовой поверхности сердечника ($S_{охл.ст}$) и его боковой поверхности ($S_{охл.б}$), поверхности гильзы ($S_г$) для трансформаторов броневой (БТ) и стержневой (СТ) конструкций приведены в табл. 3-6.

В этой же таблице приведены средние значения эквивалентной теплопроводности пропитанной катушки ($\lambda_{эк}$) и гильзы ($\lambda_г$) и коэффициентов теплоотдачи: с поверхности катушки ($\alpha_к$), с торца сердечника ($\alpha_{ст}$), с боковой поверхности сердечника ($\alpha_{с.б}$).

При необходимости более точного определения величины $\lambda_{эк}$ пользуются указаниями, приведенными в § 5-6; для более точного определения коэффициентов теплоотдачи следует пользоваться номограммами рис. 3-7 и 3-8.

2. Тепловое сопротивление катушки для потока, идущего от максимально нагретой области до гильзы (x), определяют по формуле (3-51); величину теплового потока катушка — сердечник ($P'_м$), входящего в формулу (3-51), находят по формуле (3-54).

3. Если полученное значение x окажется больше нуля и меньше $R_м$, то максимальное превышение температуры катушки следует определять по формуле (3-55),

Таблица 3-6

Наименование	Расчетная формула	Дополнительные сведения
Тепловое сопротивление катушки, $R_м$, °C/*вт*	(3-42)	$\lambda_{эк} \approx 1{,}56\cdot 10^{-3}$, *вт/см*·°C $V_к = 2ch\left(a + b + \frac{\pi c}{2}\right)$, *см*³ (БТ) $V_к = 2ch\left(a + b + \frac{\pi c}{4}\right)$, *см*³ (СТ)
Тепловое сопротивление $R_м^0$ границы катушка—среда, °C/*вт*	(3-25) $R_м^0 = \frac{1}{\alpha_к S_{охл.к}}$ (БТ, СТ)	$\alpha_к \approx 1{,}4\cdot 10^{-3}$, *вт/см*²·°C $S_{охл.к} = 2\,[c\,(2a + \pi c) + h\,(a + \pi c)]$, *см*² (БТ) $S_{охл.к} = 2(2a+b)(c+h) + \pi c(2h+c)$, *см*², (СТ)
Тепловое сопротивление $R_с^0$ границы сердечник—среда, °C/*вт*	(3-26) $R_с^0 = \frac{R_{с.т} R_{с.б}}{R_{с.т} + R_{с.б}}$ $R_{с.т} = \frac{1}{\alpha_{о.т} S_{охл.ст}}$ $R_{с.б} = \frac{1}{\alpha_{с.б} S_{охл.б}}$	$\alpha_{с.т} \approx 1{,}5\cdot 10^{-3}$, *вт/см*²·°C $\alpha_{с.б} \approx 1{,}7\cdot 10^{-3}$, *вт/см*²·°C $S_{охл.ст} = a\,(4c + 2h + \pi a)$, *см*², (БТ) $S_{охл.ст} = 4a\left(c + \frac{1}{2}\pi a\right)$, *см*² (СТ) $S_{охл.б} = 2b\,(2c + h + \pi a)$, *см*² (БТ) $S_{охл.б} = 2b\,(c + \pi a)$, *см*² (СТ)
Тепловое сопротивление гильзы, $R_г$, °C/*вт*	(3-15) $R_г = \frac{\delta_г}{\lambda_г S_г}$	$\lambda_г = 1\cdot 10^{-3}$, *вт/см*·°C $S_г = 2h\,(a + b)$, *см*² (БТ) $S_г = 4h\,(a + b)$, *см*² (СТ)

а среднее превышение температуры первичной обмотки — по формулам (3-58) и (3-59).

4. Если полученное значение x окажется меньше нуля, то необходимо определить тепловой поток катушка — сердечник ($P''_м$) по формуле (3-60).

Если $P''_м \geqslant 0$, то максимальное превышение температуры катушки определяют по формуле (3-61), среднее превышение температуры катушки — по формулам (3-58) и (3-62).

Если $P''_м < 0$, то величину $P'_{ст}$ рассчитывают по формуле (3-63) и максимальное превышение температуры катушки — по формуле (3-64); среднее превышение температуры катушки определяют по формулам (3-58) и (3-62).

Если полученные значения превышений температуры обмотки $\theta_{макс}$ и $\theta_{ср}$ близки к заданным с точностью порядка 10%, то тепловой расчет трансформатора можно считать оконченным. Если $\theta_{макс}$ и $\theta_{ср}$ значительно отличаются от заданных, то следует произвести перерасчет трансформатора путем изменения величин магнитной индукции в сердечнике или плотностей тока в обмотках.

Глава четвертая

ОПТИМАЛЬНАЯ ГЕОМЕТРИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

4-1. Общие требования к трансформаторам

Характер требований, предъявляемых к трансформаторам малой мощности, в значительной мере зависит от назначения аппаратуры, для которой проектируется данный трансформатор.

При заданных электрических параметрах всегда можно спроектировать трансформатор, который будет иметь наименьшую возможную массу, наименьший объем, наименьшую стоимость.

Требования наименьшей массы и наименьшего объема являются первостепенными для трансформаторов переносной, самолетной и другой аппаратуры специального назначения, где особенно важно уменьшить общие массу и объем аппаратуры.

Требование наименьшей стоимости является основным конструктивно-экономическим требованием для

трансформаторов стационарной аппаратуры, в которой их масса не имеет существенного значения. Особенно важным это требование является в аппаратуре массового выпуска, где даже незначительное уменьшение стоимости дает в результате большую экономию денежных средств.

На массу, объем и стоимость трансформаторов при одинаковой их мощности влияют следующие факторы:

1. Выбор магнитных материалов, обладающих большой магнитной индукцией насыщения при минимальных удельных потерях.

2. Повышение допустимой температуры перегрева магнитопровода и обмоток до такой величины, при которой еще обеспечивается достаточно надежная работа в течение всего заданного срока службы.

3. Выбор наиболее эффективной конфигурации сердечников (стержневой, броневой или кольцевой).

4. Отыскание оптимального соотношения между основными линейными размерами сердечника выбранной конфигурации (так называемой «оптимальной геометрии» трансформатора или дросселя).

5. Рациональный электрический расчет, при котором обеспечивается выполнение электрических, конструктивных, экономических и различных специальных требований, поставленных перед разработчиком.

В настоящей главе рассмотрены вопросы оптимальной геометрии трансформаторов малой мощности.

4-2. Вывод основного расчетного уравнения трансформатора

Для решения вопросов, связанных с отысканием оптимальной геометрии магнитопровода и катушки необходимо определить зависимость мощности трансформатора от его геометрических размеров.

Для упрощения задачи рассмотрим однофазный двухобмоточный трансформатор, работающий на активную нагрузку, с обмотками, выполненными из круглого медного провода. Индуктивностью рассеяния трансформатора пренебрегаем.

Выразим напряжение вторичной обмотки через э. д. с. и падение напряжения в ней

$$U_2 = E_2(1 - \Delta U_2\,\% \cdot 10^{-2}),\ \textit{в}. \qquad (4\text{-}1)$$

Электродвижущую силу вторичной обмотки запишем следующим образом:

$$E_2 = 4kB_{\text{макс}} f S_{\text{ст}} k_{\text{ст}} w_2 \cdot 10^{-4}. \qquad (4\text{-}2)$$

Представим ток вторичной обмотки через плотность тока в ней:

$$I_2 = \delta_2 s_{\text{пр}2}, \qquad (4\text{-}3)$$

где δ_2 и $s_{\text{пр}2}$ — плотность тока и сечение провода вторичной обмотки. Сечение провода вторичной обмотки можно обозначить через сечение окна, занимаемого вторичной обмоткой,

$$s_{\text{пр}2} = \frac{S_{\text{ок}2} k_{\text{ок}2} \cdot 10^2}{w_2}, \ \textit{мм}^2, \qquad (4\text{-}4)$$

где $S_{\text{ок}2}$ — площадь окна магнитопровода, занимаемого вторичной обмоткой, *см*²; $k_{\text{ок}2}$ — коэффициент заполнения этой площади обмоткой.

Определив из (4-1)—(4-4) значения I_2 и U_2 и подставив их в (1-43), получим выражение для активной мощности, отдаваемой трансформатором в нагрузку

$$P_2 = 4kB_{\text{макс}}(1 - \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}) f \delta_2 S_{\text{ок}2} S_{\text{ст}} k_{\text{ок}2} k_{\text{ст}} 10^{-2}, \ \textit{ва}. \qquad (4\text{-}5)$$

Для дальнейшего рассмотрения удобно выразить величины $k_{\text{ок}2}$, $S_{\text{ок}2}$, ΔU_2, $l_{\text{ср.в}2}$ и δ_2 через величины, отнесенные к соответствующим параметрам всего трансформатора:

$$\left.\begin{aligned} n_1 &= \frac{k_{\text{ок}2}}{k_{\text{ок}}}; \ n_2 = \frac{S_{\text{ок}2}}{S_{\text{ок}}}; \ n_3 = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{\text{тр}}}; \\ n_4 &= \frac{l_{\text{ср.в}2}}{l_{\text{ср.в}}}; \ n_5 = \frac{\delta_2}{\delta_{\text{ср}}}, \ \text{где } \delta_{\text{ср}} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}6)$$

Подставив эти значения в (4-5), получим:

$$P_2 = 4kB_{\text{макс}}(1 - n_3 \Delta U_{\text{тр}}\% \cdot 10^{-2}) \times \times f \delta_{\text{ср}} S_{\text{ок}} S_{\text{ст}} k_{\text{ок}} k_{\text{ст}} n_1 n_2 n_5 \cdot 10^{-2}, \ \textit{ва}. \qquad (4\text{-}7)$$

Уравнение (4-7) является исходным расчетным уравнением трансформатора. Входящие в него величины $B_{\text{макс}}$, $\delta_{\text{ср}}$, n_1, n_2, n_3 и n_5 выбираются в зависимости от требований, предъявляемых к трансформатору (рекомендации по их выбору приведены в § 4-3 и 4-4).

4-3. Аналитическая зависимость мощности трансформатора от его геометрических размеров при заданном падении напряжения

Для трансформаторов, размеры которых ограничены допустимым падением напряжения, выразим плотность тока в обмотках через падение напряжения. Для этого воспользуемся следующим уравнением:

$$\Delta U_2 = I_2 r_2 = \frac{\rho_м k_t w_2 l_{ср.в2} \cdot 10^{-2}}{s_{пр2}} I_2, \tag{4-8}$$

где k_t — коэффициент увеличения сопротивления обмотки в зависимости от ее температуры.

Используя (4-2), (4-3) и (4-8), после преобразований находим:

$$\Delta U_2 \% = \frac{\delta_2 \rho_м k_t l_{ср.в2} \cdot 10^{-4}}{4kB_{макс} f S_{ст} k_{ст}}, \tag{4-9}$$

откуда

$$\delta_2 = \frac{\Delta U_2 \% \cdot 4kB_{макс} f S_{ст} k_{ст} 10^4}{\rho_м k_t l_{ср.в2}}. \tag{4-10}$$

Подставляя в уравнение (4-7) значение δ_2 из (4-10) и используя (4-6), получаем уравнение мощности, отдаваемой трансформатором при заданном падении напряжения в общем виде

$$P_2 = \frac{(4kB_{макс} f S_{ст} k_{ст})^2 S_{ок} k_{ок} \Delta U_{тр}\% (1 - n_3 \Delta U_{тр}\% \cdot 10^{-2}) n_1 n_2 n_3 \cdot 10^{-6}}{3\rho_м k_t l_{ср.в} n_4}, \quad ва. \tag{4-11}$$

Уравнение (4-11) является основным уравнением, определяющим зависимость между геометрическими размерами трансформатора и отдаваемой мощностью при заданном падении напряжения.

Рассмотрим величины, входящие в уравнение (4-11). В данном случае частота f и падение напряжения $\Delta U_{тр}\%$ являются величинами постоянными. Значение $B_{макс}$ ограничивается величиной индукции насыщения и выбирается максимально возможным из условия заданного теплового режима.

Величины $S_{ст}$, $S_{ок}$ и $l_{ср.в}$ определяются геометрическими размерами трансформатора и могут быть найдены по рис. 4-1, где изображены трансформаторы раз-

личной конфигурации. Так, например, для трансформаторов с броневыми магнитопроводами эти величины равны:

$$S_{\text{ст}}=ab;\ S_{\text{ок}}=ch;\ l_{\text{ср.в}}=2(a+b)+\pi c, \qquad (4\text{-}12)$$

где a — ширина среднего керна (базовый размер); b — ширина магнитопровода; c и h — ширина и высота окна магнитопровода.

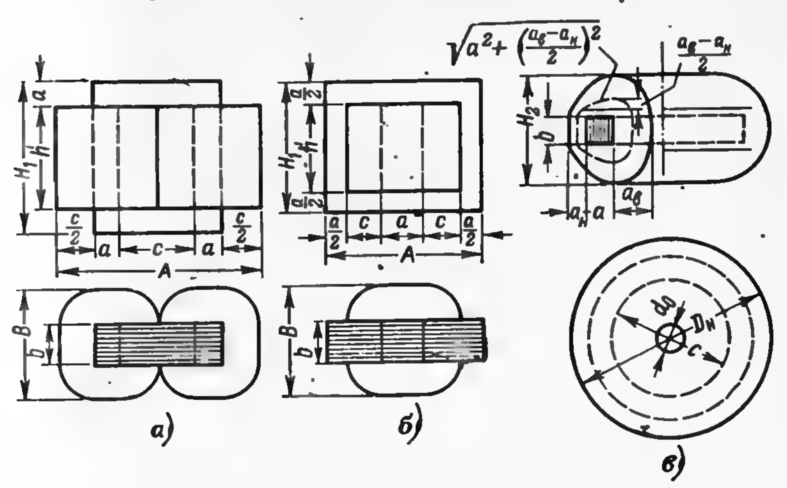


Рис. 4-1. Конструкции магнитопроводов и трансформаторов.
а — стержневой; *б* — броневой; *в* — тороидальный.

Коэффициент заполнения окна $k_{\text{ок}}$ зависит от конструкции катушки и геометрических размеров магнитопровода. Представим $k_{\text{ок}}$ в виде произведения коэффициентов заполнения окна магнитопровода по ширине $(k_{\text{ок}})_c$ и высоте $(k_{\text{ок}})_h$:

$$k_{\text{ок}}=(k_{\text{ок}})_c(k_{\text{ок}})_h. \qquad (4\text{-}13)$$

Коэффициент заполнения $(k_{\text{ок}})_c$ может быть представлен в виде

$$(k_{\text{ок}})_c=\frac{[c-(h_{\text{из.ос}}+\Delta_з+h_{\text{из.мо}})]\,k_{\text{из}}}{ck_{\text{уз}}}, \qquad (4\text{-}14)$$

где

$$k_{\text{из}}=\frac{d_{\text{из}}}{d_{\text{из}}+h_{\text{из.мс}}} \qquad (4\text{-}15)$$

— коэффициент междуслоевой изоляции.

личной конфигурации. Так, например, для трансформаторов с броневыми магнитопроводами эти величины равны:

$$S_{ст}=ab;\ S_{ок}=ch;\ l_{ср.в}=2(a+b)+\pi c, \qquad (4\text{-}12)$$

где a — ширина среднего керна (базовый размер); b — ширина магнитопровода; c и h — ширина и высота окна магнитопровода.

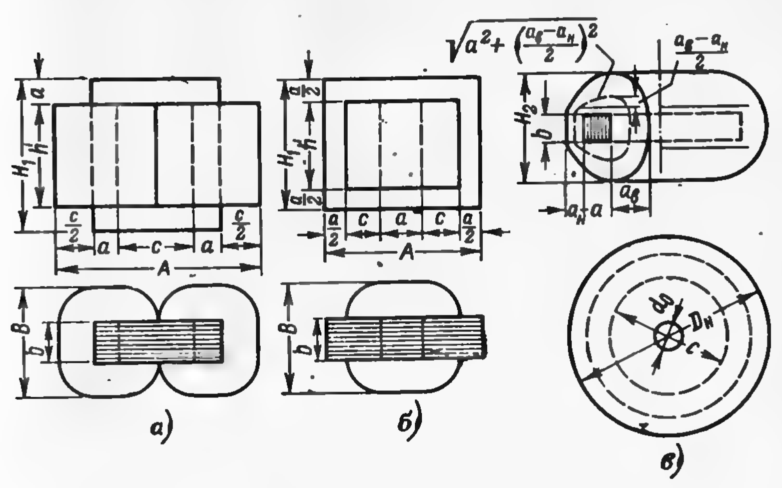


Рис. 4-1. Конструкции магнитопроводов и трансформаторов.
а — стержневой; *б* — броневой; *в* — тороидальный.

Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ зависит от конструкции катушки и геометрических размеров магнитопровода. Представим $k_{ок}$ в виде произведения коэффициентов заполнения окна магнитопровода по ширине $(k_{ок})_c$ и высоте $(k_{ок})_h$:

$$k_{ок}=(k_{ок})_c(k_{ок})_h. \qquad (4\text{-}13)$$

Коэффициент заполнения $(k_{ок})_c$ может быть представлен в виде

$$(k_{ок})_c=\frac{[c-(h_{из.ос}+\Delta_з+h_{из.мо})]\,k_{из}}{ck_{уз}}, \qquad (4\text{-}14)$$

где

$$k_{из}=\frac{d_{из}}{d_{из}+h_{из.мс}} \qquad (4\text{-}15)$$

— коэффициент междуслоевой изоляции.

Коэффициент заполнения $(k_{ок})_h$ определяется из выражения

$$(k_{ок})_h = \frac{(h_{д1} + h_{д2})\, k_{з.пр} k_{у1}}{2h}, \tag{4-16}$$

где

$$k_{з.пр} = \frac{\pi}{4}\left(\frac{d_{пр}}{d_{из}}\right)^2 \tag{4-17}$$

— коэффициент заполнения проводом площади окна без зазоров;

$$h_{д1} = h - 2\Delta_{из}; \tag{4-18}$$

$$h_{д2} = h_{д1} - \frac{1}{\sqrt{3}}(c - h_{из.ос} - \Delta_3). \tag{4-19}$$

Подставляя в (4-13) значения $(k_{ок})_c$ и $(k_{ок})_h$ из (4-14) и (4-16), с учетом (4-15) и (4-17)—(4-19) получаем:

$$k_{ок} = \frac{k_{из} k_{ут} k_{зпр}}{k_{у2}} \times$$

$$\times \frac{\left[(h - 2\Delta_{из}) - \frac{1}{2\sqrt{3}}(c - h_{из.ос} - \Delta_3)\right]\left[c - (h_{из.ос} + \Delta_3 + h_{из.мо})\right]}{ch}. \tag{4-20}$$

Найдем теперь величины n_1, n_2, n_3 и n_4, входящие в основное уравнение мощности (4-11), исходя из условия получения минимального падения напряжения. С этой целью падение напряжения в обмотках трансформатора представим в следующем виде:

$$\Delta U_{тр}\% = \Delta U_1\% + \Delta U_2\%. \tag{4-21}$$

Выражая $\Delta U_1\%$ и $\Delta U_2\%$ через потери в меди соответствующих обмоток, получаем:

$$\Delta U_1\% = \frac{P_{м1}\eta \cdot 100}{P_2}; \tag{4-22}$$

$$\Delta U_2\% = \frac{P_{м2} \cdot 100}{P_2}, \tag{4-23}$$

откуда

$$\Delta U_{тр} = \frac{100}{P_2}(P_{м1}\eta + P_{м2}). \tag{4-24}$$

Представим потери в меди первичной обмотки в виде

$$P_{м1}=\frac{k_t \rho_м}{\gamma_м}\delta_1^2 G_{м1}, \qquad (4\text{-}25)$$

где

$$\delta_1=\frac{I_1 w_1}{S_{ок1}k_{ок1}\cdot 10^2}; \qquad (4\text{-}26)$$

$$G_{м1}=S_{ок1}l_{ср.в1}k_{ок1}\gamma_м; \qquad (4\text{-}27)$$

$$I_1=\frac{I_2}{\eta}\,\frac{w_2}{w_1}. \qquad (4\text{-}28)$$

Подставляя в (4-25) эти значения δ_1, $G_{м1}$ и I_1, получаем:

$$P_{м1}=k_t\gamma_м I_2^2 w_2^2\frac{l_{ср.в1}}{\eta^2 S_{ок1}k_{ок1}}\cdot 10^{-4},\ вт. \qquad (4\text{-}29)$$

Аналогично для вторичной обмотки получим:

$$P_{м2}=k_t\gamma_м I_2^2 w_2^2\frac{l_{ср.в2}}{S_{ок2}k_{ок2}}\cdot 10^{-4},\ вт. \qquad (4\text{-}30)$$

Подставляя в (4-24) величины $P_{м1}$ и $P_{м2}$ из (4-29) и (4-30), получаем следующее выражение для определения падения напряжения в трансформаторе:

$$\Delta U_{тр}\%=k_t\gamma_м\frac{(I_2w_2)^2}{P_2}\left(\frac{l_{ср.в1}}{\eta S_{ок1}k_{ок1}}+\frac{l_{ср.в2}}{S_{ок2}k_{ок2}}\right). \qquad (4\text{-}31)$$

Выразив входящие в (4-31) величины $l_{ср.в1}$, $l_{ср.в2}$, $S_{ок2}$, $k_{ок1}$ и $k_{ок2}$ через $S_{ок1}$, можно получить зависимость $\Delta U_{тр}\%=f(S_{ок1})$. Пользуясь этим выражением, можно найти оптимальное значение $S_{ок1}$, т. е. такое соотношение между площадями, занимаемыми в окне магнитопровода первичной и вторичной обмотками, при котором суммарное падение напряжения в трансформаторе будет минимальным.

Для определения оптимального значения $(S_{ок1})_{опт}$ решим уравнение

$$\frac{d(\Delta U_{тр})}{d(S_{ок1})}=0. \qquad (4\text{-}32)$$

Зная величину $(S_{ок1})_{опт}$, можно найти оптимальные значения $l_{ср.в1}$, $l_{ср.в2}$, $k_{ок1}$, $k_{ок2}$, $S_{ок2}$, откуда могут быть найдены $(n_1, n_2, n_3, n_4)_{опт}$.

Для большинства инженерных расчетов трансформаторов с ограниченным падением напряжения можно принимать:

$$n_1 \approx 1;\ n_2 \approx 0{,}6;\ n_3 \approx 0{,}7;\ n_4 \approx 1{,}2.$$

4-4. Аналитическая зависимость мощности трансформатора от его геометрических размеров при заданном превышении температуры

Для вывода аналитической зависимости мощности трансформатора от его геометрических размеров при заданном превышении температуры обмоток используем уравнение (4-7); плотность тока во вторичной обмотке выразим через величину превышения температуры.

Исходя из уравнений (3-65) и (1-46), получаем:

$$P_м = \frac{2\theta_{макс} - R_с^0 k_п B_{макс}^2 G_{ст} + \sqrt{4\theta_{макс}^2 - 4\theta_{макс} R_с^0 k_п B_{макс}^2 G_{ст}}}{R_м + R_м^0 + R_с^0 + R_т}, \quad (4\text{-}33)$$

где $k_п$ можно принимать равным $1 \cdot 10^{-3}$ (для стали Э340) и $1{,}3 \cdot 10^{-3}$ (для стали Э310).

Среднюю плотность тока можно определить по формуле

$$\delta_{ср} = \sqrt{\frac{P_м \gamma_м 10^8}{\rho_м k_t G_м}},\ а/мм^2. \quad (4\text{-}34)$$

Подставив в (4-34) значение $P_м$ из (4-33)

$$\delta_{ср} = \sqrt{\frac{(2\theta_{макс} - R_с^0 k_п B_{макс}^2 G_{ст} + \sqrt{4\theta_{макс}^2 - 4\theta_{макс} R_с^0 k_п B_{макс}^2}) \gamma_м 10^8}{\rho_м k_t G_м (R_м + R_м^0 + R_с^0 + R_т}}. \quad (4\text{-}35)$$

Выразив плотность тока вторичной обмотки через среднюю плотность тока, получим:

$$\delta_2 = n_5 \delta_{ср}. \quad (4\text{-}36)$$

Подставив полученное значение δ_2 в исходное уравнение (4-6), получим искомое выражение мощности

трансформатора при заданном превышении температуры

$$P_2=4\cdot 10^{-2}\cdot kB_{\text{макс}}\left(1-n_3\Delta U_{\text{тр}}\%\cdot 10^{-2}\right) fS_{\text{ок}}S_{\text{ст}}k_{\text{ок}}k_{\text{ст}}n_1n_2n_3\times\sqrt{\frac{\left(2\theta_{\text{макс}}-R_{\text{с}}^0k_{\text{п}}B^2_{\text{макс}}G_{\text{ст}}+\sqrt{4\theta^2_{\text{макс}}-4\theta_{\text{макс}}R_{\text{с}}^0k_{\text{п}}B^2_{\text{макс}}G_{\text{ст}}}\right)\gamma_{\text{м}}\cdot 10^2}{\rho_{\text{м}}k_tG_{\text{м}}\left(R_{\text{м}}+R_{\text{м}}^0+R_{\text{с}}^0+R_{\text{т}}\right)}}. \quad (4\text{-}37)$$

Уравнение (4-37) является основным уравнением, определяющим зависимость между размерами трансформатора и мощностью при заданном превышении температуры. Исследуя это уравнение на максимум мощности, можно найти оптимальные геометрические соотношения магнитопровода трансформатора.

Входящие в выражение (4-37) частота и превышение температуры являются заданными величинами. Величина магнитной индукции определяется из условия допустимых потерь в сердечнике. Сечение магнитопровода $S_{\text{ст}}$, площадь его окна $S_{\text{ок}}$, массы меди и стали $G_{\text{м}}$ и $G_{\text{ст}}$, а также тепловые сопротивления определяются геометрическими размерами трансформатора.

Коэффициенты n_1, n_2, n_3, n_5 определим из условия получения минимальных потерь в меди катушки. Для этого представим суммарные потери в меди в следующем виде:

$$P_{\text{м}}=P_{\text{м1}}+P_{\text{м2}}, \quad (4\text{-}38)$$

где $P_{\text{м1}}$ и $P_{\text{м2}}$ — потери в меди первичной и вторичной обмоток.

Учитывая, что

$$I_1=I_{1a}\sqrt{1+i_0^2}, \quad (4\text{-}39)$$

где i_0 — отношение реактивной составляющей первичного тока к его активной составляющей ($i_0=I_{\text{р}}/I_{\text{а}}$), и выражая потери в меди соответствующих обмоток через токи и геометрические размеры трансформатора, получаем следующую формулу для определения потерь в меди трансформатора:

$$P_{\text{м}}=k_t\cdot 10^{-4}\gamma_{\text{м}}I_2^2w_2\left[\frac{l_{\text{ср.в1}}\left(1+i_0^2\right)}{\eta^2S_{\text{ок1}}k_{\text{ок1}}}+\frac{l_{\text{ср.в2}}}{S_{\text{ок2}}k_{\text{ок2}}}\right]. \quad (4\text{-}40)$$

Входящие в (4-40) величины $l_{ср.в1}$, $l_{ср.в2}$, $S_{ок2}$, $k_{ок1}$, $k_{ок2}$ выразим через $S_{ок1}$. В результате этого получим зависимость $P_м = f(S_{ок1})$.

Для определения минимальных потерь решим уравнение

$$\frac{d\,(P_м)}{d\,(S_{ок1})} = 0, \tag{4-41}$$

откуда найдем оптимальные значения $(S_{ок1})_{опт}$ и оптимальные величины коэффициентов $(n_1, n_2, n_3, n_5)_{опт}$.

Для большинства инженерных расчетов трансформаторов с ограниченной температурой перегрева можно принимать:

$$n_1 \approx 1;\ n_2 \approx 0{,}6;\ n_3 \approx 0{,}6;\ n_5 \approx 0{,}8.$$

4-5. Оптимальные геометрические соотношения в трансформаторах с ограниченным падением напряжения

Оптимальные геометрические соотношения трансформатора однозначно задаются отношениями высоты окна, ширины окна и ширины ленты к ширине среднего керна магнитопровода. Введем следующие обозначения:

$$m = \frac{h}{a};\ n = \frac{c}{a};\ l = \frac{b}{a}. \tag{4-42}$$

Используя выражения (4-12) для броневых трансформаторов, получаем:

$$S_{ст} = la^2;\ S_{ок} = mna^2;\ l_{ср.в} = (2 + 2l + \pi n)\,a. \tag{4-43}$$

Аналогичные выражения могут быть получены для трансформаторов с сердечниками стержневой и кольцевой конструкции. Эти выражения приведены ниже в табл. 4-1.

Подставляя в (4-11) величины $S_{ст}$, $S_{ок}$ и $l_{ср.в}$ для трансформаторов броневой конструкции, выраженные через безразмерные параметры m, n и l, получаем:

$$P_2 = \frac{(4kB_{макс}k_{ст})^2\, l^2 mna^5\, k_{ок}\Delta U_{тр}\%\,(1 - n_3\Delta U_{тр}\%\,10^{-2})\, n_1 n_2 n_3 \cdot 10^2}{k_t \rho_м\,(2 + 2l + \pi n)\, n_4}. \tag{4-44}$$

Для оценки массовых, объемных или стоимостных характеристик трансформатора необходимо найти крите-

Таблица 4-1.

Конструкция магнитопровода	$S_{ст}$	$S_{ок}$	$l_{ср.в}$	$l_{ст}$	$V_{ст}$
Броневая (рис. 4-1,*а*)	la^2	mna^2	$(2+2l+\pi n)a$	$2(1+n+m)$	$2l(1+n+m)a^3$
Стержневая (рис. 4-1,*б*)	la^2	mna^2	$\left(2+2l+\pi\frac{n}{2}\right)a$	$2(2+n+m)a$	$2l(2+n+m)a^3$
Кольцевая (рис. 4-1,*в*)	la^2	$0{,}74na^2$	$2\left[1+l+\frac{\pi}{4}\left(-1-\frac{n}{4}+\sqrt{0{,}485n^2+n+1}\right)\right]a$	$\pi(n+1)a$	$\pi l(n+1)a^3$

рий, являющийся функцией параметров m, n, l, который мог бы характеризовать оптимальность выбранной геометрии независимо от абсолютного размера. Для этого выделим в (4-44) сомножители, определяемые размерами трансформатора. Очевидно, что величины k_l, $\rho_м$ и $\Delta U_{тр}\%$ не являются функциями геометрических размеров; величина магнитной индукции $B_{макс}$ выбирается максимально возможной с учетом 5—10% увеличения сетевого напряжения; $k_{ст}$ меняется в малых пределах (от 0,8 до 0,93) в зависимости от применяемого материала сердечника и частоты сети f, поэтому для исследования можно считать $k_{ст}$ постоянным; $k_{ок}$ для сердечников с $S_{ок}>1$ *см*^{2} можно считать не зависящим от геометрических размеров; зависимость $k_{ок}$ от геометрии начинает заметно сказываться при размерах $S_{ок}<1$ *см*^{2} и определяется в значительной мере выбором изоляционных материалов.

Чтобы охарактеризовать оптимальность трансформатора с точки зрения его массы, необходимо в правой части уравнения (4-44) выделить все сомножители, зависящие от размеров. Тогда получим:

$$P_2 = K\frac{l^2mna^5}{2+2l+\pi n}, \qquad (4\text{-}45)$$

где

$$K = \frac{(4kfB_{макс}k_{ст})^2\, k_{ок}\Delta U_{тр}\%\,(1-n_3\Delta U_{тр}\%\cdot 10^{-2})\, n_1n_2n_3\cdot 10^2}{\rho_м n_3}. \qquad (4\text{-}46)$$

Чтобы получить безразмерный критерий, пригодный для оценки оптимальной геометрии трансформатора любой мощности, разделим обе части уравнения на его массу в степени $^5/_3$, так как мощность пропорциональна базовому размеру a в пятой степени, а масса — в третьей степени.

Общая масса трансформатора любой конструкции может быть найдена по формуле

$$G_{тр}=\gamma_{ст}k_{ст}V_{ст}+\gamma_{м}k_{ок}V_{к}+\gamma_{из}(1-k_{ок})V_{к}= \\ =\gamma_{ст}k_{ст}V_{ст}+\gamma_{к}V_{к}, \qquad (4\text{-}47)$$

где

$$\gamma_{к}=\gamma_{м}k_{ок}+\gamma_{из}(1-k_{ок}). \qquad (4\text{-}48)$$

В (4-47) и (4-48) $\gamma_{к}$ — приведенная плотность катушки; $\gamma_{из}$ — плотность изоляционных материалов катушки трансформатора[1].

Величины $V_{ст}$ для трансформаторов различных конструкций приведены в табл. 4-1. Величины $V_{к}$ могут быть определены по данным той же таблицы по формуле

$$V_{к}=S_{ок}l_{ср.в}. \qquad (4\text{-}49)$$

Используя соотношения (4-45) — (4-49) для броневого трансформатора, получаем:

$$\frac{P_2}{G_{тр}^{5/4}}=K\frac{l^2mn}{(2+2l+\pi n)\,[2\gamma_{ст}k_{ст}l\,(1+n+m)+\gamma_{к}mn\,(2+2l+\pi n)]^{5/3}}. \qquad (4\text{-}50)$$

Для получения оптимальных геометрических соотношений и оптимальной конструкции сердечника в трансформаторе с заданным падением напряжения исследуются на максимум функциональные зависимости для различных конструкций сердечника:

в трансформаторе наименьшей массы

$$\frac{P_2}{G_{тр}^{5/3}}=f_1(m,\ n,\ l); \qquad (4\text{-}51)$$

в трансформаторе наименьшей стоимости

$$\frac{P_2}{Ц_{тр}^{5/3}}=f_2(m,\ n,\ l); \qquad (4\text{-}52)$$

---

[1] Величину $\gamma_{из}$ можно принимать равной 2 *г/см*^{3} для большинства изоляционных материалов, применяемых в трансформаторах малой мощности.

в трансформаторе наименьшего объема

$$\frac{P_2}{V_{\text{тр}}^{5/3}} = f_3(m, n, l). \qquad (4\text{-}53)$$

Исследуя на максимум эти зависимости, находим $n_{\text{опт}}$; $l_{\text{опт}}$; $m_{\text{опт}}$.

Задачу целесообразно решать на ЭВМ, задаваясь конкретными геометрическими соотношениями, и в окрестностях оптимальных значений строить графические зависимости.

На основании анализа этих графических зависимостей можно определить геометрические соотношения, позволяющие получить трансформаторы с минимальной массой, объемом или стоимостью. На рис. 4-2 приведен пример графических зависимостей мощности трансформатора, отнесенной к его весу, от геометрических размеров, когда трансформатор рассчитывается на заданное падение напряжения.

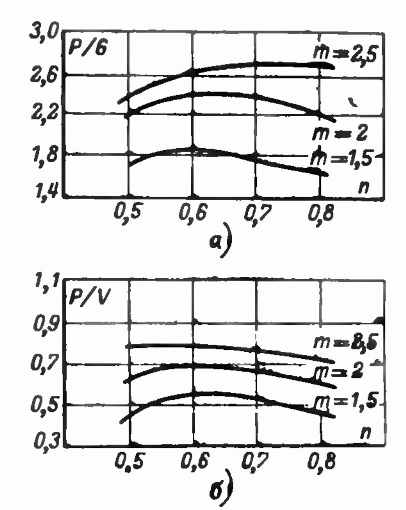


Рис. 4-2.

а — зависимость мощности броневого трансформатора, отнесенной к массе активных материалов, от соотношений геометрических размеров для случая, когда масса трансформатора ограничена допустимым падением напряжения ($\Delta U = 10\%$; $l = 0,8$; $f = 50$ *гц*); *б* — то же для мощности, отнесенной к объему активных материалов.

Исследуя эти зависимости, можно установить следующее: если варьировать одним из линейных размеров, максимум исследуемой функции может быть достигнут при различных геометрических соотношениях (различных значениях m, n, l).

Однако не все из этих оптимальных сочетаний одинаково приемлемы, так как могут иметь место острые минимумы, что не дает возможности отклониться от данного размера при производстве трансформаторов. Кроме того, минимальные значения функции могут оказаться в области очень малых или очень больших значений ширины ленты.

Отклонения от оптимальных значений m, n, l в пределах каждой конфигурации могут привести к значительному проигрышу в массе (до трех и более раз), иными словами, варьируя одним из линейных размеров, мы можем в некоторых случаях заходить в чрезвычайно невыгодные зоны.

При выборе оптимальных размеров для инженерных расчетов необходимо исследовать максимальные значения для каждой конструкции сердечника (броневой, стержневой или кольцевой) и оценить их с точки зрения технологии и удобства проектирования, причем иногда решающим фактором могут оказаться конструктивно-технологические требования.

Оптимальные геометрические соотношения в трансформаторе и распределение потерь в обмотках зависят от коэффициента заполнения окна сердечника медью, способа намотки, расположения слоев и плотности обмоточного материала и сердечника.

Частота питающего напряжения, падение напряжения и индукция только косвенно влияют на геометрию, так как для одной и той же мощности требуются различные размеры и, следовательно, будет различным коэффициент заполнения; иными словами, при выборе геометрии трансформатора с заданным падением напряжения будет играть большую роль конструктивно-технологическое исполнение катушки.

Для трансформаторов, намотанных медным эмалированным проводом, оптимальные соотношения по стоимости и по массе лежат примерно в окрестности значений: $n_{опт}=0,5\div0,6$; $m_{опт}=2\div3$; $l_{опт}=1\div1,5$.

Оптимальной конфигурацией магнитопровода для трансформаторов на заданное падение напряжения является броневая.

4-6. Оптимальные геометрические соотношения в трансформаторах с ограниченным превышением температуры

Для определения геометрических соотношений в трансформаторе, размеры которого определяются нагревом обмоток, необходимо так же, как и в § 4-5, исходить из условий получения минимальной массы, минимальной стоимости или минимального объема.

Выше было выведено аналитическое выражение (4-37), связывающее мощность трансформатора с его

размерами и справедливое для любого типа трансформатора независимо от его конструктивно-технологического исполнения. Там же был получен безразмерный критерий для оценки оптимальной геометрии трансформаторов с ограниченным падением напряжения. Однако для трансформаторов, размеры которых ограничиваются превышением температуры, крайне сложно получить критерий оптимальности, не зависящий от базового линейного размера a.

Действительно, если рассмотреть, например, выражения (4-37) и (4-47), то видно, что входящие в них величины $S_{ст}$, $S_{ок}$, $V_{ст}$, $G_{ст}$, $V_{к}$ и $G_{м}$, а также величины тепловых сопротивлений $R_{м}$, $R_{м}^{0}$, $R_{о}^{0}$ и $R_{г}$ зависят от геометрических размеров трансформатора, причем исключить базовый размер a из отношения $P_2/G_{тр}$ ни при каких значениях P_2 и $G_{тр}$ не представляется возможным.

На основании многочисленных экспериментальных данных можно считать, что в области малых мощностей на частотах 50, 400 и 1 000 *гц* справедливо соотношение

$$\frac{P_2}{G_{тр}} \equiv \sqrt{a}. \quad (4\text{-}54)$$

Выражение (4-54) показывает, что зависимость величины отношения $P_2/G_{тр}$ от размера a невелика, и поэтому оно может служить критерием для оценки оптимальности геометрических соотношений в диапазоне мощностей с кратностью 1,5—2.

Заменяя в (4-37) и (4-47) все величины, зависящие от геометрических размеров, безразмерными критериями m, n и l, получаем уравнение

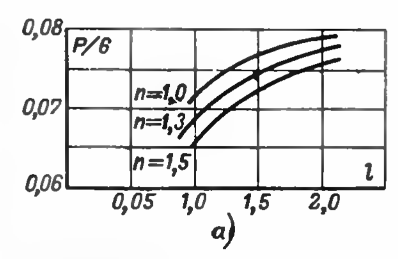
$$\frac{P_2}{G_{тр}} = f(m,\ n,\ lB_{макс}). \quad (4\text{-}55)$$

Исследуя это выражение на максимум путем решения уравнений

$$\frac{d\left(\frac{P_2}{G_{тр}}\right)}{dm} = 0;\quad \frac{d\left(\frac{P_2}{G_{тр}}\right)}{dn} = 0;$$

$$\frac{d\left(\frac{P_2}{G_{тр}}\right)}{dl} \quad \text{и} \quad \frac{d\left(\frac{P_2}{G_{тр}}\right)}{dB_{макс}} = 0,$$

находим оптимальные значения $(m,\ n,\ l,\ B_{макс})_{опт}$, для дискретного ряда значений a.



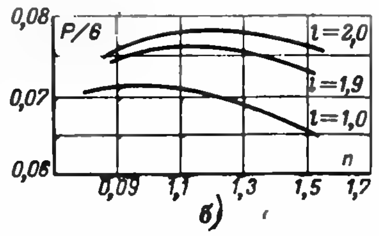


Рис. 4-3. Зависимость мощности стержневого трансформатора, отнесенной к массе активных материалов, от соотношений геометрических размеров для случая, когда масса трансформатора ограничена превышением температуры ($\theta=55\,°C$; $B_{макс}=1{,}5$ *тл*; $P_2=200$ *ва*, $m=2$; $f=50$ *гц*).

а — *n*=const; *б* — *l*=const.

Зная $(B_{макс})_{опт}$, можно по формуле (4-35) найти величину $(\delta_{ср})_{опт}$ и по формуле (4-6) величину $(n_5)_{опт}$.

Указанное выше исследование целесообразнее всего производить на ЭВМ, задаваясь рядом дискретных значений.

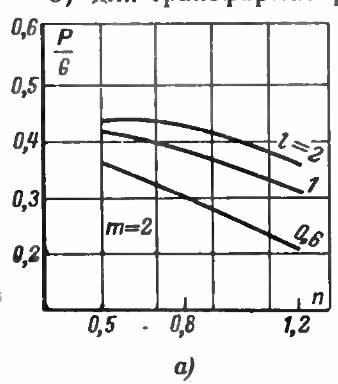
По результатам проведенных расчетов построены приводимые на рис. 4-3—4-5 в качестве примера зависимости.

В результате анализа получены следующие оптимальные значения безразмерных параметров (при $\theta_{макс}=50\div70\,°C$):

а) для трансформаторов минимальной массы, работающих на частоте 400 *гц*, $l_{опт}=1\div2$; $n_{опт}=0{,}8\div1{,}2$; $m_{опт}=2\div3$; $(B_{макс})_{опт}=1{,}4$ *тл*.

Оптимальная конструкция магнитопровода — броневая;

б) для трансформаторов мощностью до 200 *ва*, рабо-



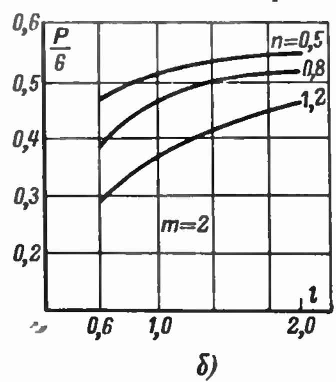


Рис. 4-4. Графики удельной мощности для трансформатора броневого типа с обмотками из фольги при $f=400$ *гц*.

а — *n*=const; *б* — *l*=const.

тающих на частоте 1 000 гц, $l_{опт}=0,6\div1,5$; $n_{опт}=1,2\div1,7$; $m_{опт}=2\div3$.

Оптимальная конструкция магнитопровода — броневая;

в) для трансформаторов минимальной стоимости 100—200 *ва*, работающих на частоте 50 *гц*, $l_{опт}=1,5\div2$; $n_{опт}=1$; $m_{опт}=1,5\div3$.

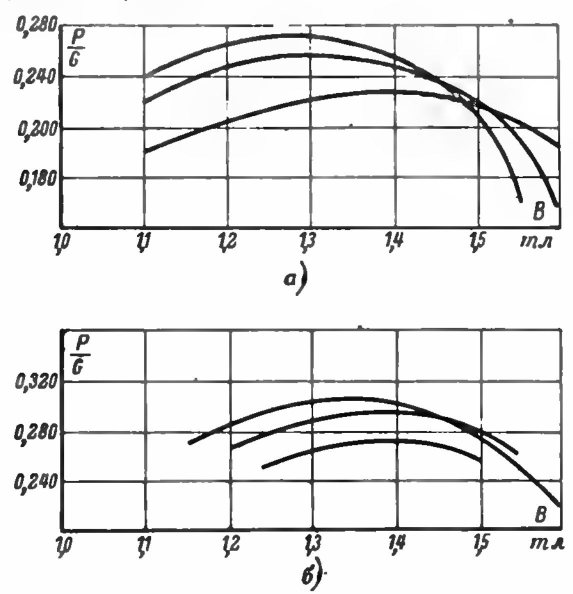


Рис. 4-5. Зависимость мощности броневого трансформатора, отнесенной к массе активных материалов, от индукции при частоте $f=400$ *гц* для случая, когда масса трансформатора ограничена превышением температуры $\theta=55\,^{\circ}C$.

а — для мощности 200 *ва*; *б* — для мощности 100 *ва*.

Оптимальная конструкция магнитопровода — стержневая.

Приведенные выше выражения и разработанная методика анализа позволяют определить геометрию магнитопроводов при различных частотах питания и различных превышениях температуры.

4-7. Ряды магнитопроводов

Мощности трансформаторов, применяемых в радиоэлектронике, автоматике, связи и в других отраслях техники, обычно лежат в узком диапазоне — от нескольких

вольт-ампер до нескольких киловольт-ампер. В то же время количество типов и размеров магнитопроводов трансформаторов для перекрытия этого диапазона весьма велико. Стремление к ускорению производства и уменьшению стоимости трансформаторов постепенно привело к значительному ограничению количества типоразмеров магнитопроводов и к созданию рядов магнитопроводов.

Рядом магнитопроводов называется совокупность геометрически подобных магнитопроводов, обеспечивающая возможность разработки трансформаторов в заданном диапазоне мощностей. В зависимости от поставленных требований могут существовать ряды, обеспечивающие получение минимальных массы, объема или стоимости.

Рассмотрим принципы построения ряда магнитопроводов для силовых трансформаторов.

Для построения ряда магнитопроводов необходимо прежде всего задаться рядом значений мощности трансформаторов, полностью охватывающих заданный диапазон. Поскольку закономерное распределение мощностей силовых трансформаторов отсутствует и любое значение является равновероятным, то для установления требуемой закономерности целесообразно использовать геометрические прогрессии.

Государственным общесоюзным стандартом «Предпочтительные числа и ряды предпочтительных чисел» (ГОСТ 8032-56) для построения рядов рекомендуются геометрические прогрессии со знаменателем $\sqrt[n]{10}$.

Практика проектирования серий трансформаторов малой мощности показывает, что для построения ряда магнитопроводов наиболее выгодна разность между мощностями двух соседних магнитопроводов, равная примерно 25%. Это определяет использование для построения ряда магнитопроводов геометрической прогрессии со знаменателем $\sqrt[10]{10} = 1{,}25$.

При выборе геометрических размеров каждого из магнитопроводов (т. е. размеров a, b, c и h) обычно используют ряды предпочтительных чисел, приведенные в ГОСТ 8032-56. Ряд прогрессии со знаменателем 1,25 содержит числа 1,0; 1,25; 1,6; 2,0; 2,5; 3,2; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0 и т. д.

Обычно принимают линейный размер каждого магнитопровода (a) в соответствии с указанным рядом

предпочтительных чисел, а остальные его размеры (b, c и h) — в соответствии с оптимальными значениями безразмерных коэффициентов l, n и m. В результате этого получается ряд геометрически подобных магнитопроводов, что не только упрощает их изготовление, но и значительно сокращает время, необходимое для расчета трансформаторов.

Рассмотрим особенности построения ряда магнитопроводов с пластинчатыми и ленточными сердечниками.

Основным технологическим требованием при проектировании ряда магнитопроводов является сведение к возможному минимуму количества штампов и различных приспособлений, необходимых для изготовления трансформаторов на заданный диапазон мощностей. Если ряд магнитопроводов проектируется на основе пластинчатых сердечников, то необходимое количество типоразмеров легко получить при небольшом количестве штампов, изменяя толщину пакета (т. е. размер a) в широких пределах. При этом величина удельной мощности трансформатора с оптимальными соотношениями размеров магнитопровода (т. е. мощности, приходящейся на единицу массы, объема или стоимости) изменяется незначительно. Это позволяет получить наибольшие или близкие к ним удельные мощности для всех магнитопроводов данного ряда.

В том случае, когда ряд магнитопроводов проектируется на основе ленточных сердечников, необходимое количество типоразмеров при наименьшем количестве приспособлений может быть получено как путем изменения ширины ленты (при неизменной высоте окна), так и изменением высоты окна (при неизменной ширине ленты).

Для трансформаторов броневой конструкции с ленточными сердечниками выгоднее вариация по ширине ленты, а для стержневых — вариация как по высоте окна, так и по ширине ленты. Это объясняется тем, что удельная мощность броневых трансформаторов меняется мало лишь при изменении ширины ленты (или пропорционального ей коэффициента l), в то время как удельная мощность стержневых трансформаторов почти не меняется при изменении высоты (или пропорционального ей коэффициента m) в широких пределах.

Указанный выше способ вариации по ширине ленты используется и при проектировании ряда с кольцевыми

магнитопроводами. Это возможно потому, что удельная мощность тороидальных трансформаторов практически постоянна при изменении высоты кольца в широких пределах.

Для силовых трансформаторов и дросселей рекомендуется применять следующие ряды магнитопроводов:

1. Магнитопроводы типа ПЛ — в низковольтных трансформаторах наименьшей массы на частоте 400 *гц* с мощностью выше 350 *ва* и на частоте 50 *гц* с мощностью большей, чем обеспечивает ряд ПЛМ, дросселях большей энергоемкости и высоковольтных трансформаторах наименьших массы и стоимости на частотах 50 и 400 *гц* и в трансформаторах с малым рассеянием.

2. Магнитопроводы типа ПЛВ — в высоковольтных трансформаторах с потенциалом свыше 20 *кв* на частотах 50, 400 и 1 000 *гц*.

3. Магнитопроводы типа ПЛМ — в низковольтных трансформаторах наименьших массы и стоимости на частоте 50 *гц*.

4. Магнитопроводы типа ШЛ — в трансформаторах наименьшей массы на частоте 400 *гц*.

5. Магнитопроводы типа ШЛМ — в трансформаторах наименьших массы и стоимости на частоте 50 *гц* ориентировочно до мощности 100 *ва*, трансформаторах с ограничением по падению напряжения, дросселях фильтров и трансформаторах низкой частоты.

6. Магнитопроводы типа ШЛО — в низковольтных трансформаторах на повышенные частоты от 1 000 до 5 000 *гц* и высоковольтных трансформаторах на частотах от 50 до 5 000 *гц*.

7. Магнитопроводы типа ОЛ — в трансформаторах малой мощности на частоте 50 *гц*.

Глава пятая

РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

5-1. Особенности расчета трансформаторов малой мощности. Основные расчетные условия

Исходными величинами для расчета трансформатора являются: напряжение и частота питающей сети, а также мощности и напряжения вторичных обмоток.

В результате расчета должны быть определены геометрические размеры сердечника, данные обмоток (т. е.

числа витков, марки и диаметры проводов), а также электрические и эксплуатационные параметры трансформатора. Важнейшими из этих параметров являются к. п. д. трансформатора, ток холостого хода, падение напряжения и превышение температуры обмоток над температурой окружающей среды.

Расчет трансформатора по указанным выше исходным данным представляет собой математически неопределенную задачу, допускающую большое количество различных решений. Последнее объясняется тем, что число параметров трансформатора, подлежащих определению, больше числа уравнений, связывающих указанные параметры с исходными величинами. В связи с этим в процессе расчета трансформаторов приходится предварительно задаваться рядом значений электрических, электромагнитных и конструктивных величин, основываясь при этом главным образом на экспериментальных данных, полученных в результате испытания ряда трансформаторов, подобных рассчитываемому.

Вопросы расчета трансформаторов средней и большой мощности в настоящее время разработаны достаточно полно, и им посвящено большое количество специальной литературы. Однако методы расчета мощных трансформаторов не всегда оказываются приемлемыми для расчета силовых трансформаторов малой мощности. Причины этого заключаются в специфических особенностях проектирования и применения трансформаторов малой мощности.

Действительно, одной из основных задач расчета трансформаторов большой и средней мощности является выбор конфигурации магнитопровода. При расчете же трансформаторов малой мощности используются нормализованные магнитопроводы заданной конфигурации.

Трансформаторы большой и средней мощности обычно работают параллельно. Поэтому исходной величиной для их расчета является напряжение короткого замыкания, величина которого определяет распределение нагрузок между параллельно работающими трансформаторами.

Трансформаторы малой мощности обычно используются для питания индивидуальных нагрузок, и поэтому получение определенной, заранее заданной величины напряжения короткого замыкания для них не является обязательным.

Величина тока холостого хода влияет на коэффициент мощности трансформатора и потребление им реактивной мощности из сети переменного тока. Во избежание излишней загрузки электрических сетей реактивной мощностью величина тока холостого хода для мощных трансформаторов обычно не превышает нескольких процентов. Для трансформаторов малой мощности, применяемых большей частью в переносной радиоаппаратуре, решающее значение имеет получение минимально возможной массы и объема трансформатора. Как уже отмечалось выше, при этом значительно возрастает ток холостого хода, достигая (при частоте сети 50 *гц*) величины 30—50%; с получающимся при этом увеличением реактивной мощности приходится мириться, хотя суммарная мощность, потребляемая всей массой маломощных трансформаторов в масштабах страны, достаточно велика.

Трансформаторы большой и средней мощности в подавляющем большинстве случаев выполняются с масляным охлаждением, в то время как трансформаторы малой мощности имеют, как правило, лишь воздушное охлаждение. Поэтому электрические и электромагнитные нагрузки, допускаемые в трансформаторах малой мощности значительно меньше, чем в трансформаторах большой и средней мощности.

Некоторые параметры трансформаторов малой мощности количественно отличаются от параметров мощных трансформаторов. Так, например, относительная величина активного падения напряжения в обмотках трансформаторов значительно больше, а относительная величина реактивного падения напряжения — значительно меньше, чем в трансформаторах большой и средней мощности.

Следует также отметить, что трансформаторы большой мощности работают лишь при частоте питающей сети, равной 50 *гц*, в то время как трансформаторы малой мощности часто проектируются для работы при более высоких частотах (400, 800, 1000 *гц* и более).

Перечисленные выше особенности трансформаторов малой мощности потребовали разработки для них специальных методов расчета.

Основной задачей при расчете трансформаторов малой мощности является уменьшение их габаритных размеров и массы. Одним из методов решения этой задачи является увеличение электромагнитных и электрических нагрузок — магнитной индукции в сердечнике и плотности

тока в обмотках. Однако с увеличением магнитной индукции увеличиваются потери в сердечнике, а с увеличением плотности тока растут потери в обмотках. Вызванное увеличением потерь возрастание температуры сердечника и обмоток допустимо лишь до некоторого предела, определяемого теплостойкостью и сроком службы материалов, применяемых для изоляции обмоточных проводов и всей обмотки в целом. Поэтому предельно допустимой температуре нагрева трансформатора соответствуют вполне определенные значения магнитной индукции и плотности тока, которые не остаются одинаковыми для трансформаторов различной мощности. Известно, что с уменьшением геометрических размеров трансформатора поверхность охлаждения уменьшается медленнее, чем его объем и пропорциональное объему количество выделяемого в нем тепла. Поэтому для сохранения температуры обмотки неизменной при уменьшении мощности трансформатора увеличивают расчетные значения магнитной индукции и плотности тока. Однако это увеличение возможно лишь до вполне определенных значений.

Как известно, при увеличении индукции возрастает значение тока холостого хода, а в случае увеличения плотности тока — падение напряжения в обмотках. С уменьшением мощности трансформатора относительное значение тока холостого хода возрастает, так как длина пути магнитного потока в сердечнике уменьшается в меньшей степени, чем мощность трансформатора; относительное значение падения напряжения увеличивается как вследствие увеличения средней длины витка обмотки с уменьшением мощности трансформатора, так и из-за увеличения плотности тока в обмотках.

Увеличение тока холостого хода и падения напряжения ограничивается допустимой величиной реактивной мощности, потребляемой трансформатором из сети, и допустимыми изменениями напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора при изменении тока нагрузки.

Значения магнитной индукции и плотности тока, при которых превышение температуры обмоток, ток холостого хода и падение напряжения в обмотках достигают предельно допустимых величин, называют критическими, а соответствующую им мощность трансформатора — *критической мощностью* ($P_{кр}$) [Л. 13].

Критическая мощность трансформатора зависит от многих факторов — частоты питающей сети, теплового режима трансформатора, констант проводникового и магнитного материалов, допустимых значений к. п. д., тока холостого хода, падения напряжения в обмотках и геометрии магнитопровода[1].

Условия расчета трансформаторов, мощность которых больше критической, отличаются от условий расчета трансформаторов, мощность которых меньше критической.

В случае, когда $P_{тип} > P_{кр}$, трансформаторы следует рассчитывать, исходя из условия постоянства перегрева обмоток; при этом величины индукции и плотности тока определяются допустимым нагревом обмотки.

Когда же $P_{тип} < P_{кр}$, трансформаторы нужно рассчитывать, исходя из условия получения заданных значений падения напряжения или тока холостого хода; величины индукции и плотности тока в этом случае определяются допустимыми значениями падения напряжения и тока холостого хода.

Расчет на заданный перегрев или заданное падение напряжения являются основными расчетными условиями для трансформаторов малой мощности. Лишь в сравнительно редких случаях, когда масса (или объем) трансформатора не имеет существенного значения, а наиболее важным является получение минимального значения потребляемой из сети мощности, трансформаторы рассчитывают из условия получения заданного к. п. д.

5-2. Определение электромагнитных и электрических нагрузок

Основными параметрами, определяющими собой массу, габаритные размеры и тепловой режим трансформатора, являются магнитная индукция в сердечнике и плотность тока в его обмотках. Значениями магнитной индукции и плотности тока необходимо задаваться в самом начале расчета, когда известны только частота питающей сети и мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку.

В последнее время в некоторых работах рассматривались аналитические методы определения зависимостей

[1] Примерные значения $P_{кр}$ для трансформаторов с магнитопроводами различной конструкцией для частот 50 и 400 *гц* приведены в [Л. 13].

$B_{макс}=f(P_2)$ и $\delta=f(P_2)$. Однако точность аналитических выражений, полученных различными авторами, невелика в связи с тем, что при выводе этих выражений принимался ряд упрощающих допущений. По этой причине аналитические зависимости для определения $B_{макс}$ и δ на практике не используются.

В большинстве методов расчета силовых трансформаторов малой мощности значения $B_{макс}$ и δ определяются на основании испытаний серий трансформаторов, построенных на основе нормализованных рядов магнитопроводов. Полученные в результате этих испытаний данные обычно приводятся в виде таблиц или графиков зависимости $B_{макс}$ и δ от мощности, отдаваемой трансформатором (или его типовой мощности).

Для каждого ряда магнитопроводов с изменением частоты питающей сети, материала, используемого для изготовления сердечников, допустимого превышения температуры или тока холостого хода необходимо пользоваться различными зависимостями индукции и плотности тока от мощности трансформатора.

Далее в табл. 5-1 и 5-2 приведены указанные зависимости для рядов магнитопроводов, нашедших наибольшее применение при изготовлении трансформаторов малой мощности.

Приведенные в табл. 5-1 и 5-2 значения $B_{макс}$ и δ могут использоваться как рекомендуемые для трансформаторов не более чем с двумя вторичными обмотками

Таблица 5-1

Конструкция магнитопровода	Материал сердечника и его толщина, *мм*	Частота сети, *гц*	Магнитная индукция $B_{макс}$, *тл*, при ΣP_2, *ва*					
			5—15	15—50	50—150	150—300	300—1 000	1 000—2 500
Броневая (пластинчатая)	Э42, $\Delta=0,35$	50	1,1—1,3	1,3	1,3—1,35	1,35	1,35—1,2	—
Броневая (ленточная)	Э310, $\Delta=0,35$	50	1,55	1,65	1,65	1,65	1,65	—
Стержневая (ленточная)	Э310, $\Delta=0,35$	50	1,5—1,6	1,6	1,7	1,7	1,7	1,7
Броневая (пластинчатая)	Э44, $\Delta=0,2$	400	1,1	1,2	1,2—1,15	1,15—1,0	1,0—0,8	0,8—0,65
Броневая (ленточная)	Э340, $\Delta=0,15$	400	1,4	1,4	1,4	1,4	1,3	—
Стержневая (ленточная)	Э340, $\Delta=0,15$	400	1,6	1,6	1,6—1,5	1,5—1,3	1,3—0,96	0,96—0,8

Таблица 5-2

Конструкция магнитопровода	Материал сердечника и его толщина, *мм*	Частота сети, *гц*	Плотность тока δ, *а/мм²*, при ΣP_2, *ва*					
			5—15	15—50	50—150	150—300	300—1 000	1 000—2 500
Броневая (пластинчатая)	Э42, Δ=0,35	50	3,9—3,0	3,0—2,4	2,4—2,0	2,0—1,7	1,7—1,4	—
Броневая (ленточная)	Э310, Δ=0,35	50	3,8—3,5	3,5—2,7	2,7—2,4	2,4—2,3	2,3—1,8	—
Стержневая (ленточная)	Э310, Δ=0,35	50	7—5,2	5,2—3,8	3,8—3,0	3,0—2,4	2,4—1,7	1,7—1,4
Броневая (пластинчатая)	Э44, Δ=0,2	400	6,0	5,5—5,0	5,0—4,0	4,0—2,8	2,8—1,6	1,6—1,1
Броневая (ленточная)	Э340, Δ=0,15	400	7,8 — 9,4	9,4—6,5	6,5—4,0	4,0—2,7	2,7—1,5	—
Стержневая (ленточная)	Э340, Δ=0,15	400	11—9,6	9,6—5,6	5,6—3,5	3,5—2,8	2,8—1,8	1,8—1,4

при величине напряжения на зажимах обмотки, не превышающей 500 *в*.

При большем числе обмоток и больших напряжениях необходимо: 1) уменьшить индукцию $B_{макс}$ примерно на 10% и 2) уменьшить плотность тока δ примерно на 5% (для мощностей P_2 до 100 *ва*) и на 10% (для больших мощностей).

На практике обычно принимают плотность тока во вторичных обмотках (δ_2) большей, чем плотность тока в первичной обмотке (δ_1), на 15—30%. Такой метод выбора δ объясняется тем, что поверхность вторичной обмотки непосредственно соприкасается с окружающей средой и поэтому лучше охлаждается.

Однако принятие условия $\delta_2 > \delta_1$ приводит к значительному увеличению падения напряжения в обмотках трансформатора. В работах Р. Х. Бальяна показано, что минимальное суммарное падение напряжения в обмотках может быть получено при $\delta_2 < \delta_1$. В этом случае обеспечивается получение большей стабильности выходных напряжений трансформатора при изменении нагрузки и большого к. п. д.

Величину оптимального соотношения плотностей тока в обмотках можно приближенно определять по формуле [Л. 22]

$$s = \left(\frac{\delta_2}{\delta_1}\right)_{опт} \approx \sqrt{\frac{1+l}{1+l+k_0 \pi m}}. \qquad (5\text{-}1)$$

где l, m — коэффициенты оптимальной геометрии; k_δ — коэффициент, равный 1 для броневых и 0,5 для стержневых, трехфазных и тороидальных магнитопроводов.

При значениях l и m, принятых для нормализованных магнитопроводов, величина ε составляет:

а) для броневых магнитопроводов ($m=1{,}0$; $l=2$) $\varepsilon = 0{,}7$;

б) для стержневых магнитопроводов ($m=1{,}6$; $l=2$) $\varepsilon=0{,}85$.

Таким образом, плотность тока во вторичной обмотке следует принимать на 30% меньшей для трансформаторов с броневыми магнитопроводами и на 15% для трансформаторов со стержневыми магнитопроводами.

5-3. Выбор магнитопровода. Определение потерь в стали и тока холостого хода

Расчет трансформатора целесообразно начать с выбора магнитопровода, т. е. с определения его конфигурации и геометрических размеров.

Сравнение трансформаторов с магнитопроводами стержневой, броневой и кольцевой конструкции, результаты которого приведены в гл. 4, позволяет оценить достоинства этих трансформаторов с точки зрения получения минимальной массы, объема или стоимости. Однако при выборе для проектируемого трансформатора той или иной конфигурации магнитопровода следует учитывать также и другие требования, важнейшими из которых являются простота конструкции трансформатора в целом и ее технологичность.

Сопоставление достоинства и недостатков трансформаторов различных типов с точки зрения удовлетворения всем перечисленным выше требованиям позволяет прийти к следующим выводам.

Для малых мощностей (от единиц до нескольких десятков вольт-ампер) при напряжениях, не превышающих 1 000 *в*, и частоте сети 50 и 400 *гц* следует рекомендовать броневые трансформаторы как при использовании пластинчатых, так и ленточных магнитопроводов. Лишь незначительно уступая стержневым трансформаторам по удельной мощности на единицу массы и объема, броневые трансформаторы, имеющие одну катушку, значительно технологичнее в изготовлении и проще по конструкции.

При мощностях от нескольких десятков до нескольких сотен вольт-ампер при частоте 50 *гц* и до нескольких киловольт-ампер при частоте 400 *гц* наиболее перспективными являются стержневые трансформаторы с двумя катушками и ленточными разъемными сердечниками. Основной недостаток конструкции этих трансформаторов — наличие двух катушек — компенсируется в этом случае тем, что вместо двух сердечников, необходимых для броневого ленточного магнитопровода, для стержневого магнитопровода требуется всего лишь один сердечник.

Трансформаторы с кольцевыми ленточными сердечниками могут использоваться при мощностях от 30—40 до 200—300 *ва* и частоте 400 *гц* лишь в тех случаях, когда требуется минимальное рассеяние магнитного потока без применения наружных экранов или когда требование минимального объема является первостепенным. Имея некоторые преимущества в объеме и массе перед стержневыми и броневыми трансформаторами в диапазоне мощностей от нескольких вольт-ампер до нескольких сотен вольт-ампер и сравнительно простую конструкцию, тороидальные трансформаторы являются вместе с тем и наименее технологичными.

Выбрав конфигурацию магнитопровода, можно приступить к определению его основных геометрических размеров.

Размеры магнитопровода выбранной конфигурации, необходимые для получения от трансформаторов заданной мощности, могут быть найдены на основании выражения (4-7).

Принимая $\Delta U_{тр}\% \approx 0$ и значения $n_1=1$; $n_2=1/2$; $n_3=1$; $n_5=1$, получаем:

$$S_{ст}S_{ок} \approx \frac{P_2 \cdot 10^2}{2,22 f B_{макс} \delta_{ср} k_{ок} k_{ст}}. \quad (5\text{-}2)$$

Полученное из (5-2) произведение сечения стали магнитопровода ($S_{ст}$) на площадь его окна ($S_{ок}$) однозначно определяет требуемый типоразмер магнитопровода.

Величины, входящие в правую часть выражения (5-2), могут быть найдены следующим образом. Частота сети (f) и мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку (P_2 или ΣP_2, если вторичных обмоток несколько), являются заданными.

Величины электромагнитных нагрузок — магнитной индукции ($B_{макс}$) и плотности тока (δ) — могут быть

12—1485

Таблица 5-3

Частота сети, *гц*	Конструкция магнитопровода	Рабочее напряжение, *в*	Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ при ΣP_2, *ва*					
			5—15	15—50	50—150	150—300	300—1 000	1 000—2 500
50	Броневая (пластинчатая)	До 10	0,22—0,29	0,29—0,30	0,30—0,32	0,32—0,34	0,34—0,38	—
		От 100 до 1 000	0,19—0,25	0,25—0,26	0,26—0,27	0,27—0,30	0,30—0,33	—
	Броневая (ленточная	До 100	0,15—0,27	0,27—0,29	0,29—0,32	0,32—0,34	0,34—0,38	—
		От 100 до 1 000	0,13—0,23	0,23—0,26	0,26—0,27	0,27—0,30	0,30—0,33	—
	Стержневая (ленточная)	До 100	0,14—0,25	0,25—0,28	0,28—0,29	0,29—0,30	0,30—0,35	0,35
		От 100 до 1 000	0,12—0,21	0,21—0,24	0,24—0,25	0,25—0,30	0,30	0,30
400	Броневая (пластинчатая)	До 100	0,22	0,22—0,27	0,27—0,29	0,29—0,30	0,30—0,34	0,34—0,38
		От 100 до 1 000	0,19	0,19—0,23	0,23—0,25	0,25—0,26	0,26—0,30	0,30—0,33
	Броневая (ленточная)	До 100	0,17—0,20	0,20—0,22	0,22—0,29	0,29—0,30	0,30—0,34	0,34—0,38
		От 100 до 1 000	0,13—0,17	0,17—0,19	0,19—0,25	0,25—0,26	0,26—0,30	0,30—0,33
	Стержневая (ленточная)	До 100	0,18	0,18—0,25	0,25—0,28	0,28	0,28—0,30	0,30—0,35
		От 100 до 1 000	0,15	0,15—0,21	0,21—0,24	0,24	0,24—0,30	0,30

найдены из табл. 5-1 и 5-2, а величина коэффициента заполнения окна ($k_{ок}$) — из табл. 5-3.

В табл. 5-3 приведены значения $k_{ок}$ для обмоток, выполненных проводами круглого сечения с эмалевой изоляцией, в зависимости от частоты сети, конфигурации магнитопровода, его конструкции (пластинчатый, ленточный), и величина рабочего напряжения (наибольшего). Коэффициент $k_{ок}$ для обмоток, выполняемых из фольги, существенно зависит от мощности и величины рабочего напряжения трансформатора. При мощностях более 50—60 *ва* и напряжениях до 100 *в* величина $k_{ок}$ увеличивается примерно на 50—60% по сравнению с соответствующими значениями, указанными в табл. 5-3.

Коэффициент заполнения сечения магнитопровода сталью $k_{ст}$ зависит от толщины стали, конструкции магнитопровода (пластинчатая, ленточная) и способа изоляции пластин или лент друг от друга. Величина коэффициента $k_{ст}$ для наиболее употребительных способов изоляции может быть найдена из табл. 5-4.

Таблица 5-4

Конструкция магнитопровода	Коэффициент заполнения магнитопровода $k_{ст}$ при толщине стали, *мм*				
	0,08	0,1	0,15	0,2	0,35
Стержневая, броневая (пластинчатая)	—	0,7 (0,75)	—	0,85 (0,89)	0,9 (0,94)
Стержневая, броневая (ленточная)	0,87	—	0,9	0,91	0,93

Примечания: 1. Коэффициенты заполнения для пластинчатых сердечников указаны при изоляции пластин лаком или фосфатной пленкой (в скобках).

2. Коэффициенты заполнения для ленточных стержневых и броневых сердечников указаны при изготовлении их методом штамповки и гибки ленты.

Определив величину $S_{ст}S_{ок}$ из (5-2), можно найти и необходимый линейный размер магнитопровода (a). Действительно,

$$S_{ст}S_{ок} = abch = lmna^4, \qquad (5\text{-}3)$$

откуда

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_{ст}S_{ок}}{mnl}}, \text{ см}. \qquad (5\text{-}4)$$

Величины коэффициентов геометрии для выбранной конфигурации магнитопровода известны. Поэтому, зная

величину произведения $S_{ст}S_{ок}$, можно сразу определить величину линейного размера a.

Так, например, для броневых магнитопроводов при $l=1\div2$; $n=1$ и $m=2,5$ имеем:

$$a=(0,67-0,8)\sqrt[4]{S_{ст}S_{ок}},\quad см. \qquad (5\text{-}5)$$

Определив a, далее следует по таблицам типовых магнитопроводов, приведенным в таблицах приложения П2, выбрать магнитопровод, линейный размер которого наиболее близок к данному размеру a.

Однако на практике можно выбрать магнитопроводы непосредственно по найденным выше величинам произведения $S_{ст}S_{ок}$ или по величинам суммарной мощности вторичных обмоток ΣP_2, приведенным в таблицах приложении П2.

Выбрав магнитопровод, следует выписать из указанных выше таблиц все необходимые для дальнейших расчетов справочные данные: типоразмер, основные геометрические размеры магнитопровода, а также его массу, сечение и величину $S_{ст}S_{ок}$.

После того как выбран магнитопровод трансформатора, нетрудно найти величину полных потерь в стали, намагничивающей мощности и относительное значение тока холостого хода.

Полные потери в стали могут быть ориентировочно определены по формуле (1-46) или, более точно, по формуле

$$P_{ст}=p_{ст}G_{ст}, \qquad (5\text{-}6)$$

где $p_{ст}$ — удельные потери (на 1 *кг* стали).

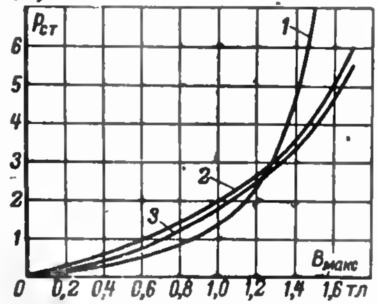


Рис. 5-1. Удельные потери в сердечниках из трансформаторных сталей толщиной 0,35 *мм* на частоте 50 *гц*.

1 — броневые сердечники из стали Э42; 2 — стержневые сердечники из стали Э310; 3 — броневые сердечники из стали Э310.

Величина удельных потерь зависит от выбранного значения магнитной индукции, марки стали, ее толщины и частоты сети. На рис. 5-1 и 5-2 приведены экспериментальные кривые зависимости удельных потерь в стали от индукции для наиболее часто применяемых марок трансформаторной стали.

После того как определены полные потери в стали, можно найти абсолютное и относительное значение активной составляющей тока холостого хода по формулам (1-59) и (1-60). Величину номинального тока первичной обмотки, необходимую для определения относительного значения тока холостого хода, находим по формуле

$$I_1 = \frac{S_1}{U_1} = \frac{\Sigma P_2}{U_1 \eta \cos\varphi}, \tag{5-7}$$

где ΣP_2 — суммарная мощность вторичных обмоток.

Величины η и $\cos\varphi$ трансформатора, входящие в выражение (5-7), могут быть ориентировочно определены в зависимости от мощности, отдаваемой трансформатором по данным табл. 5-5.

Полная намагничивающая мощность может быть определена по формуле (1-62). Величина удельной намаг-

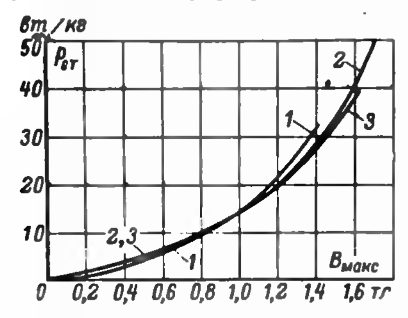


Рис. 5-2. Удельные потери в сердечниках из трансформаторных сталей на частоте 400 *гц*.

1 — броневые сердечники из стали Э44 толщиной 0,2 *мм*; *2* — стержневые сердечники; *3* — броневые сердечники из стали Э340 толщиной 0,15 *мм*.

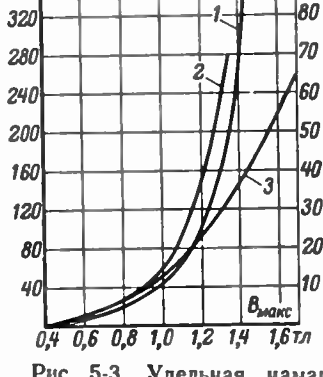


Рис. 5-3. Удельная намагничивающая мощность для броневых сердечников из сталей.

1 — Э42, толщиной 0,35 *мм*, 50 *гц*; *2* — Э44, толщиной 0,2 *мм*, 400 *гц*; *3* — Э340, толщиной 0,15 *мм*, 400 *гц*.

ничивающей мощности, входящая в выражение (1-62), зависит от выбранного значения магнитной индукции, марки стали, ее толщины, конструкции магнитопровода и его геометрических размеров, а также от частоты сети.

Величину полной намагничивающей мощности для трансформаторных сталей Э42 (50 *гц*), Э44 и Э340 (400 *гц*) можно найти по кривым рис. 5-3.

После того как определена полная намагничивающая мощность, можно определить абсолютное и относительное значение реактивной составляющей тока холостого хода по формулам (1-61а) и (1-63).

Однако реактивную составляющую тока холостого хода можно найти также и по формуле (1-61б), если известна напряженность магнитного поля для различных конструкций и типоразмеров сердечника.

Далее на рис. 5-4—5-7 приведены соответствующие кривые зависимостей $B_{макс}=f(H)$ для трансформаторов с броневыми и стержневыми магнитопроводами при частотах 50 и 400 *гц*.

Относительное значение тока холостого хода находим затем по формуле (1-64). Если величина относительного тока холостого хода при частоте сети 50 *гц* лежит в пределах 0,3—0,5, а на частоте сети 400 *гц* — в пределах 0,10—0,20, то выбор магнитопровода на этой стадии расчета можно считать оконченным.

Если значение относительного тока холостого хода больше 0,5 (при $f=50$ *гц*) или 0,20 (при $f=400$ *гц*), то следует уменьшить индукцию в магнитопроводе. Если значение относительного тока холостого хода меньше 0,3 (при $f=50$ *гц*) или 0,10 (при $f=400$ *гц*), то индукцию в магнитопроводе следует увеличить.

Расчет следует повторять до тех пор, пока относительный ток холостого хода будет лежать в указанных пределах.

Таблица 5-5

Частота, гц	Величины	Суммарная мощность вторичных обмоток ΣP_2, ва					
		2—15	15—50	50—150	150—300	300—1 000	1 000—2 500
50	η	0,5—0,6	0,6—0,8	0,8—0,9	0,9—0,93	0,93—0,95	—
	cos φ	0,85—0,90	0,9; 0,93	0,93; 0,95	0,95—0,93	0,93—0,94	—
400	η	0,82—0,87	0,87	0,87—0,94	0,94; 0,96	0,96—0,97	0,97
	cos φ	0,82	0,84	0,84—0,95	0,95—0,96	0,96—0,99	0,99

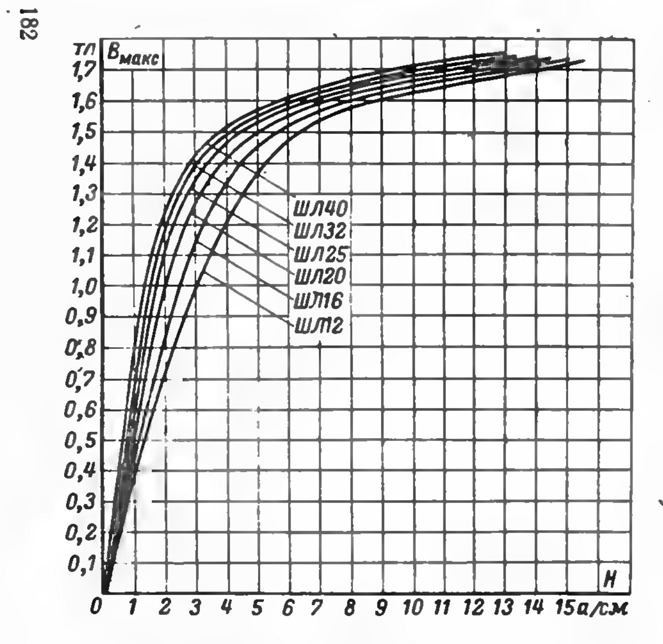


Рис. 5-4. Зависимость магнитной индукции от напряженности поля в броневых сердечниках из стали Э310 толщиной 0,35 *мм* (частота 50 *гц*).

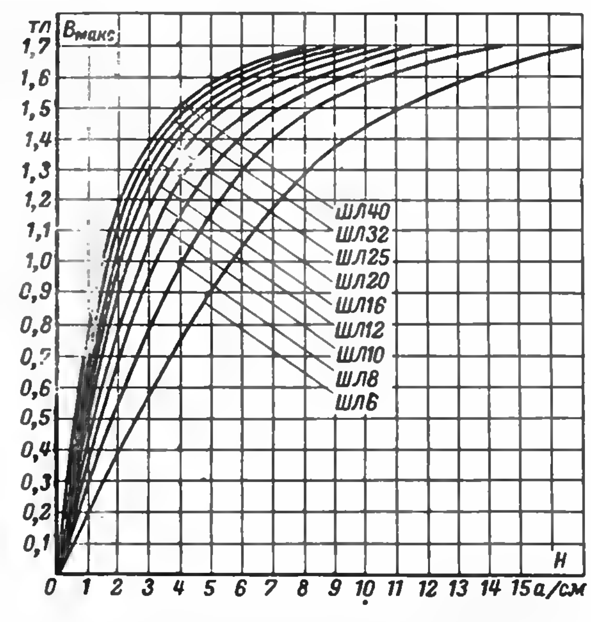


Рис. 5-5. Зависимость магнитной индукции от напряженности поля в броневых сердечниках из стали Э340 толщиной 0,15 *мм* (частота 400 *гц*).

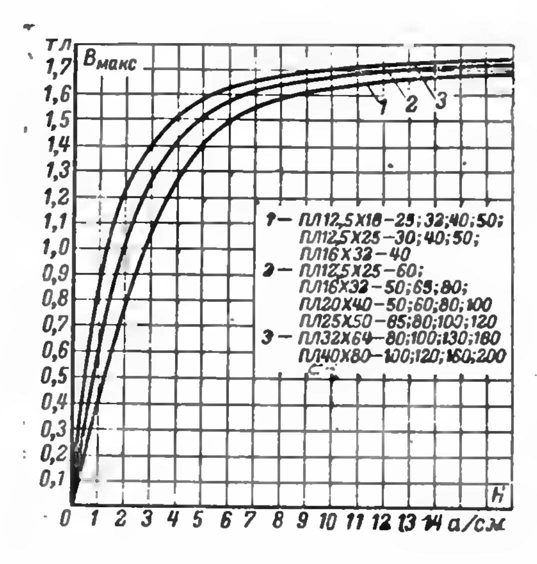


Рис. 5-6. Зависимость магнитной индукции от напряженности поля в стержневых сердечниках из стали Э310 толщиной 0,35 *мм* (частота 50 *гц*).

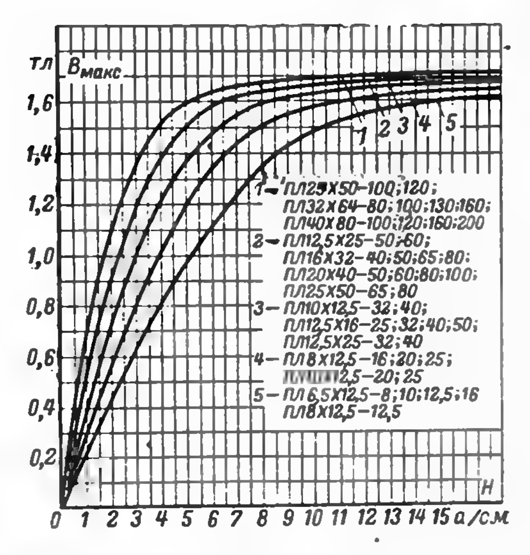


Рис. 5-7. Зависимость магнитной индукции от напряженности поля в стержневых сердечниках из стали Э340 толщиной 0,15 *мм* (частота 400 *гц*).

5-4. Расчет обмоток

Расчет обмоток заключается в определении по заданным величинам тока и напряжения чисел витков и сечений проводов каждой обмотки.

Числа витков обмоток могут быть определены из уравнений (1-1) и (1-2):

$$w_1 = \frac{E_1 \cdot 10^4}{4{,}44 f B_{макс} S_{ст.акт}}; \qquad (5\text{-}8)$$

$$w_2 = \frac{E_2 \cdot 10^4}{4{,}44 f B_{макс} S_{ст.акт}}. \qquad (5\text{-}9)$$

Все величины, входящие в правые части уравнений (5-8) и (5-9), известны, за исключением э. д. с. E_1 и E_2.

Для выполнения практических расчетов удобно выразить э. д. с. каждой обмотки через напряжение на ее зажимах. Если обозначить величины падения напряжения в обмотках, выраженные в процентах от номинального значения $\Delta U_1\%$ и $\Delta U_2\%$, то э. д. с. обмоток могут быть найдены из выражений:

$$E_1 = U_1(1 - \Delta U_1\% \cdot 10^{-2}); \qquad (5\text{-}10)$$

$$E_2 = U_2(1 + \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}). \qquad (5\text{-}11)$$

Конкретные значения величин $\Delta U_1\%$ и $\Delta U_2\%$ зависят от многих факторов — от конфигурации магнитопроводов, их геометрии, величины рабочего напряжения, перегрева, частоты сети и мощности трансформатора.

Если плотности тока в обмотках различны, то соответствующие величины падений напряжения не равны друг другу.

При $\delta_2 > \delta_1$ падение напряжения в первичной обмотке $\Delta U_1\%$ всегда меньше падения напряжения во вторичной обмотке. Если же соблюдается оптимальное соотношение между плотностями тока в обмотках (т. е. $\delta_2/\delta_1 = \varepsilon_{опт}$), то можно принимать $\Delta U_1\% = \Delta U_2\%$.

Ориентировочные значения величин $\Delta U_1\%$ и $\Delta U_2\%$ для трансформаторов на 50 и 400 *гц* с наибольшим напряжением вторичной обмотки — до 1 000 *в*, работающих при превышении температуры обмоток $\theta_{ср} = 50\,°C$, приведены ниже, в табл. 5-6.

При $\varepsilon = \varepsilon_{опт}$ падение напряжения во вторичной обмотке можно принимать равным значению $\Delta U_1\%$ по табл. 5-6.

Таблица 5-6

Частота, гц	Конструкция магнитопровода	Величина	Суммарная мощность вторичных обмоток ΣP_2, ва					
			5—15	15—50	50—150	150—300	300—1 000	1 000—2 500
50	Броневая	ΔU_1%	20—13	13—6	6—4,5	4,5—3	3—1	—
		ΔU_2%	25—18	18—10	10—8	8—6	6—2	—
	Стержневая	ΔU_1%	18—12	12—5,5	5,5—4	4—3	3—1	1—0,8
		ΔU_2%	33—17	17—9	9—6	6—4	4—2	2—1,0
400	Броневая	ΔU_1%	10—8	8—4	4—1,5	1,5—1,0	1,0—0,5	0,5
		ΔU_2%	8,5—10	10—5	5—2,0	2,0—1,2	1,2—0,5	0,5
	Стержневая	ΔU_1%	7—5	5—2	2—1,0	1,0—1,0	1,0—0,5	0,5
		ΔU_2%	8—6,5	6,5—3	3—1,5	1,5—1,0	1,0—0,5	0,4

При низких напряжениях (до 10—12 *в*) и мощностях до 50 *ва* величину падения напряжения во вторичной обмотке следует увеличивать на 15—20% по сравнению с его величиной, указанной в табл. 5-6.

Следует отметить, что данные для ΔU%, приведенные в табл. 5-6, для многообмоточных трансформаторов требуют дополнительного уточнения. Это объясняется тем, что при наличии нескольких вторичных обмоток их активные и индуктивные сопротивления растут по мере удаления от первичной обмотки. Поэтому при расчете многообмоточных трансформаторов рекомендуется принимать значения ΔU_2% для обмоток, расположенных непосредственно на первичной, на 10—20% меньше, а для наружных обмоток — на 10—20% больше указанных в табл. 5-6.

После того как найдены числа витков, можно перейти к определению сечений и диаметров проводов обмоток.

Сечение провода обмотки зависит от предельно допустимой температуры изоляции как самого провода, так и других изоляционных материалов, используемых при изготовлении катушки трансформатора.

Температура обмотки определяется количеством выделяемого в ней тепла, которое в свою очередь пропорционально потерям в обмотке. Из (1-49) видно, что эти потери пропорциональны квадрату плотности тока. Поэтому по величине плотности тока можно определить температуру провода, а следовательно, и его сечение.

Рекомендуемые значения плотностей тока, обоспечивающих превышение температуры, равное 50 °C, приведены выше в табл. 5-2. Однако эти данные используются лишь для предварительного определения сечений и диаметров проводов. Окончательно эти величины могут быть определены только после выполнения конструктивного и теплового расчета обмоток. При пользовании приведенными в табл. 5-2 данными следует иметь в виду, что в таблице приведены средние значения плотности тока для всей катушки в целом. При расчете указанное в табл. 5-2 значение плотности тока δ следует относить к первичной обмотке; для вторичной обмотки необходимо принимать значение плотности тока, равное $\delta\varepsilon_{опт}$ (где $\varepsilon_{опт}$ на основании рекомендаций § 5-2 можно принимать 0,7—0,8).

После того как выбраны плотности тока, можно определить сечения проводов обмоток по формуле

$$s_{пр}=\frac{I}{\delta},\ мм^2. \tag{5-12}$$

Ток первичной обмотки, необходимый для определения сечения провода этой обмотки, находят по формуле (5-7). Токи вторичных обмоток обычно заданы.

Таким образом получают все данные, необходимые для выполнения конструктивного расчета обмоток.

После выполнения конструктивного расчета могут быть найдены суммарные потери в катушке по формуле

$$P_м=P_{м1}+P_{м2}+P_{м3}+\ldots+P_{мi}. \tag{5-13}$$

Величины потерь в каждой обмотке при использовании медных проводов могут быть найдены по формуле (1-49), преобразованной к виду

$$P_{мi}\approx m\delta^2G_{мi}. \tag{5-14}$$

Значения коэффициента m при различных температурах провода приведены в табл 5-7.

Таблица 5-7

$t_{пр}$, °C	90	105	120	130	155	180	200
m	2,52	2,65	2,76	2,84	3,02	3,23	3,38

5-5. Определение падения напряжения и к. п. д. трансформатора

После того как произведен расчет обмоток и окончательно выбран магнитопровод, производят тепловой расчет трансформатора по методике, изложенной в § 3-7.

Для завершения расчета трансформатора следует определить фактическое падение напряжения и уточнить число витков первичной и вторичной обмоток, а также найти величину к. п. д. трансформатора и уточнить величину тока в первичной обмотке.

Абсолютные значения активной и реактивной составляющих падения напряжения в обмотках трансформатора могут быть определены по формулам (1-51) и (1-53); эти же значения, выраженные в процентах от номинального напряжения первичной обмотки, определяются по формулам (1-52) и (1-54).

Активные сопротивления обмоток могут быть найдены по формуле

$$r=\frac{\rho l_{\text{ср.в}} w}{s_{\text{пр}}},\ ом. \tag{5-15}$$

Удельное сопротивление медного провода (при $t_{\text{пр}}=105\,°C$) $\rho_{м}=2{,}35\cdot 10^{-2}$ *ом · мм²/м;* остальные величины, входящие в (5-15), могут быть найдены по формулам (2-10), (2-14), (5-8), (5-9) и (5-12).

Полное активное сопротивление двухобмоточного трансформатора, приведенное к его первичной обмотке, может быть найдено по формуле

$$r_{\text{тр}}=r_1+r'_2=r_1+r_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2. \tag{5-16}$$

В том случае, когда трансформатор имеет n обмоток, его полное активное сопротивление для n-й обмотки, приведенное к первичной обмотке, равно:

$$r_{\text{тр}}=r_1+r'_{n}=r_1+r_n\left(\frac{w_1}{w_n}\right)^2. \tag{5-17}$$

Индуктивное сопротивление обмоток трансформатора может быть определено исходя из следующих соображений.

Рассмотрим картину магнитного поля рассеяния двухобмоточного трансформатора с обмотками равной высо-

ты, приведенную на рис. 5-8,*а*. Из этого рисунка видно, что линии магнитного поля почти по всей высоте обмотки (участок *I*) идут параллельно стержню, а у торцов катушки (участок *II*) искривляются. На участке *III* (магнитопровод) линии поля в основном идут параллельно стержню. Основная часть м. д. с. поля рассеяния затрачивается на участке *I*, так как на других участках маг-

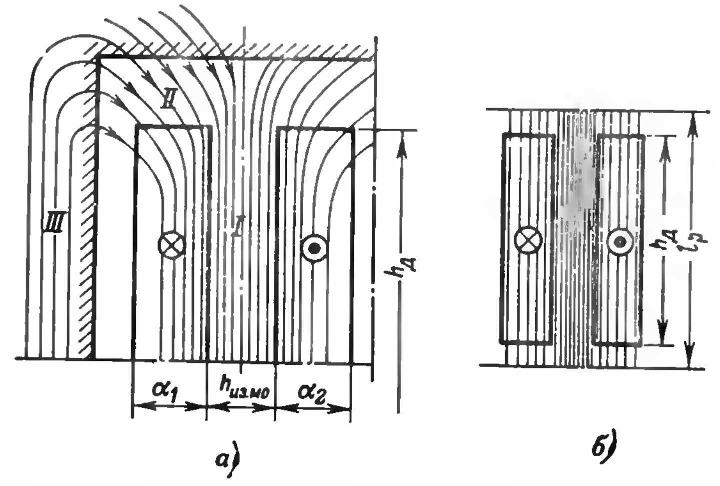


Рис. 5-8. Поле рассеяния трансформатора с концентрическими обмотками.

а — картина реального поля; *б* — расчетная схема.

нитные сопротивления резко уменьшаются (на участке *II* за счет значительного расширения сечения магнитного потока, а на участке *III* вследствие того, что магнитная проницаемость стали значительно превышает магнитную проницаемость воздуха).

В первом приближении можно считать, что весь магнитный поток рассеяния сосредоточен на участке *I* и магнитное поле рассеяния является плоскопараллельным. В этом случае реальная картина поля рассеяния может быть представлена так, как это показано на рис. 5-8,*б*.

Длина идеализированного таким образом поля рассеяния $l_р$ зависит от соотношения между высотой ($h_д$) и радиальным размером ($\alpha_1+h_{из.мо}+\alpha_2$) катушки. Для катушек, у которых высота обмоток значительно больше их радиального размера ($h_д>\alpha_1+h_{из.мо}+\alpha_2$), можно без

большой ошибки считать, что $l_р \approx h_д$. При высоте обмоток одного порядка с их радиальным размером ($h_д \approx a_1 + h_{из.мо} + a_2$) нужно вводить поправочные коэффициенты, учитывающие необходимость увеличения длины идеализированного поля $l_р$ в этом случае.

Эти коэффициенты (известные на практике под названием коэффициентов В. Роговского [Л. 3, 23, 24]) дают возможность при расчете индуктивных сопротивлений рассеяния трансформатора заменить реальное поле рассеяния расчетным, высота которого равна:

$$l_р = \frac{h_к}{\rho_1}; \qquad (5\text{-}18)$$

где $\rho_1 < 1$ — коэффициент Роговского.

Индуктивное сопротивление рассеяния двухобмоточного трансформатора с обмотками одинаковой высоты, приведенные ко вторичной обмотке, может быть вычислено по формуле [Л. 23]:

$$x_{тр} = \frac{4f w_2^2 l_{ср.в} \rho_1 \delta' \cdot 10^{-8}}{h_к}, \text{ ом}, \qquad (5\text{-}19)$$

где f — частота питающего напряжения; $l_{ср.в}$ — средняя длина витка катушки трансформатора, расположенного в середине канала рассеяния;

$$\delta' \approx h_{из.мо} + \frac{a_1 + a_2}{3} \qquad (5\text{-}20)$$

— приведенная ширина канала рассеяния;

$$\rho_1 \approx 1 - \frac{a_1 + h_{из.мо} + a_2}{\pi h_к} \qquad (5\text{-}21)$$

— коэффициент Роговского.

Выражения для определения δ' и ρ_1, приведенные выше, обеспечивают приемлемую точность определения $x_{тр}$ лишь для концентрических обмоток, длина которых значительно больше их ширины, а торцы обмоток удалены от ферромагнитных поверхностей сердечника на расстояние не менее чем на 15—20% от радиального размера катушки. Практически такие условия соблюдаются лишь в трансформаторах, рассчитанных на относительно большие мощности (порядка десятков киловольт-ампер и более).

В трансформаторах малой мощности имеются существенные отличия во взаимном расположении обмоток,

в количестве обмоток и их размерах. Так, первичная и вторичные обмотки могут быть смещены в осевом направлении одна относительно другой. Длина вторичной обмотки в высоковольтных трансформаторах всегда короче первичной. Вторичная обмотка высоковольтного трансформатора может состоять из нескольких отдельных частей (галет), разделенных воздушными (изоляционными) промежутками. Широко применяются на практике многообмоточные трансформаторы, имеющие по нескольку вторичных обмоток.

Расчет индуктивности рассеяния трансформаторов при произвольном расположении обмоток на сердечнике и при различном количестве обмоток представляет собой сложную техническую проблему, которая была решена в работах проф. Г. Н. Петрова [Л. 25—27]. В основу этих работ положен метод средних геометрических расстояний, предложенный впервые Максвеллом.

Существенное влияние на величину индуктивности рассеяния оказывает магнитный сердечник, магнитная проницаемость которого значительно больше магнитной проницаемости воздуха. Теоретически влияние сердечника можно учесть методом зеркальных изображений, согласно которому ферромагнитную плоскость, находящуюся вблизи обмотки, заменяют обмоткой, пропускающей ток того же направления и расположенной симметрично относительно границы раздела. В результате этой операции исходная система приводится к системе, состоящей только из одних обмоток [Л. 28].

Индуктивное сопротивление рассеяния двух обмоток при равномерном распределении витков по их сечению равно [Л. 25]:

$$x_{тр} = 4\pi \cdot 10^{-9} w^2 l_{ср.в} \ln \left(k_c \frac{g_{12}^2}{g_{11} g_{22}} \right), \ ом, \qquad (5\text{-}22)$$

где g_{11} и g_{22} — средние геометрические расстояния сечений обмоток от своих зеркальных изображений; g_{12} — среднее геометрическое расстояние между сечениями обмоток; k_c — коэффициент, учитывающий влияние стального стержня сердечника на индуктивность рассеяния; $l_{ср.в}$ — средняя длина витка катушки (следует выражать в сантиметрах).

Формула (5-22) пригодна для любых случаев взаимного расположения обмоток *1* и *2* на стержне (рис. 5-9).

Среднее геометрическое расстояние прямоугольных

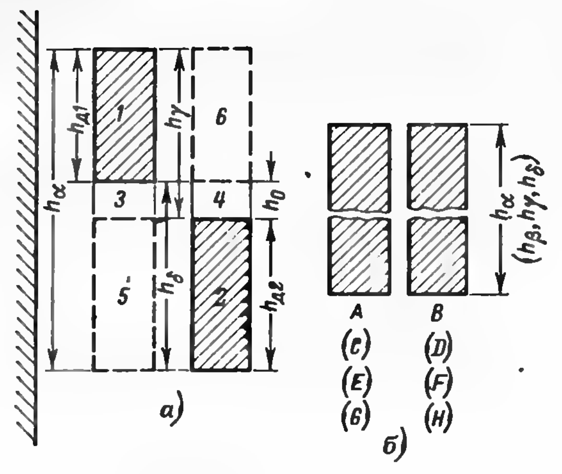


Рис. 5-9. К расчету индуктивности рассеяния двухобмоточного трансформатора при произвольном расположении обмоток.

а — расположение реальных обмоток; *б* — расположение фиктивных обмоток.

сечений обмоток от своих зеркальных изображений может быть найдено по формулам [Л. 26]

$$g_{11} \approx 0{,}2235(h_{д1} + a_1); \tag{5-23}$$

$$g_{22} \approx 0{,}2235(h_{д2} + a_2). \tag{5-24}$$

Среднее геометрическое расстояние между сечениями обмоток *1* и *2* (рис. 5-9,*а*) может быть вычислено по формуле [Л. 26]:

$$g_{12} = \frac{g_{AB}^{\alpha} g_{CD}^{\beta}}{g_{EF}^{\gamma} g_{GH}^{\delta}}, \tag{5-25}$$

где g_{AB} — среднее геометрическое расстояние между двумя фиктивными прямоугольными сечениями *A* и *B* равной высоты (h_α); g_{CD}, g_{EF}, g_{GH} — величины, определяемые по аналогии с g_{AB} (рис. 5-9,*б*).

Значения *A*—*H* и α—δ приведены в табл. 5-8.

В [Л. 26, 27] показано, что формула (5-25) может быть преобразована к виду

$$g_{12} = \frac{g_A^{\alpha} g_C^{\beta}}{g_E^{\gamma} g_G^{\delta}}, \tag{5-26}$$

где g_A, g_C, g_E, g_G — средние геометрические расстояния соответствующих прямоугольных сечений от своих зеркальных изображений определяемые по формуле (5-23) или (5-24).

Таблица 5-8

Обозначение сечения	$\frac{A}{B}$	$\frac{C}{D}$	$\frac{E}{F}$	$\frac{G}{H}$
Прямоугольники, входящие в сечение по (рис. 5-9,*а б*)	$\frac{1+3+5}{2+4+6}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1+3}{4+6}$	$\frac{3+5}{2+4}$
Показатель степени	$\alpha=\frac{h_\alpha^2}{2h_{д1}h_{д2}}$	$\beta=\frac{h_\beta^2}{2h_{д1}h_{д2}}$	$\gamma=\frac{h_\gamma^2}{2h_{д1}h_{д2}}$	$\delta=\frac{h_\delta^2}{2h_{д1}h_{д2}}$
Общая высота сечения	$h_\alpha=h_{д1}+$ $+h_{д2}+2h_0$	$h_\beta=h_0$	$h_\gamma=h_{д2}+$ $+h_0$	$h_\delta=h_{д2}+$ $+h_0$

Таким образом, определение среднего геометрического расстояния между двумя прямоугольными сечениями, произвольно сдвинутыми друг от друга, сводятся к опре-

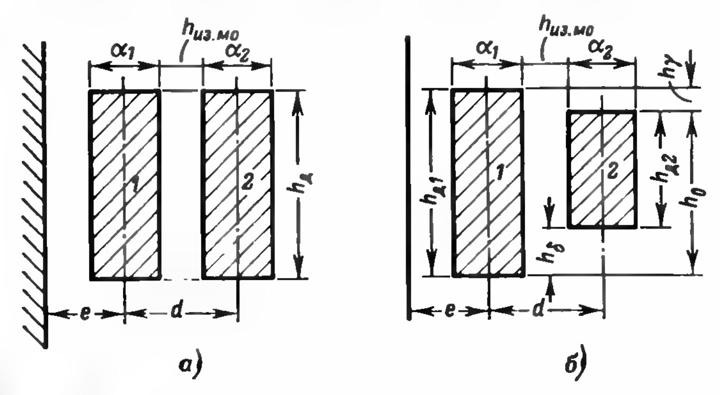


Рис. 5-10. К определению индуктивности рассеяния двухобмоточных трансформаторов.

а — с обмотками одинаковой высоты; *б* — с укороченной вторичной обмоткой 2.

делению средних геометрических расстояний ряда прямоугольных сечений от своих зеркальных изображений.

На практике наиболее часто встречаются два типичных случая расположения обмоток двухобмоточного трансформатора, приведенные на рис. 5-10.

В этих случаях расчетные выражения для определения g_{12} могут быть значительно упрощены [Л. 28]:

1) для расположения обмоток по рис. 5-10,*а*

$$g_{12} \approx 0{,}78d + 0{,}2235h_{д}, \qquad (5\text{-}27)$$

где

$$d = h_{из.мо} + \frac{a_1 + a_2}{2}; \qquad (5\text{-}28)$$

2) для расположения обмоток по рис. 5-10,*б*

$$g_{12} \approx \frac{(0{,}2235h_{д1} + 0{,}78d)^{\alpha}\,(0{,}2235h_{0} + 0{,}78d)^{\beta}}{(0{,}2235h_{\gamma} + 0{,}78d)^{\gamma}\,(0{,}2235h_{\delta} + 0{,}78d)^{\delta}}, \qquad (5\text{-}29)$$

где

$$\alpha = \frac{(h_{д2} + h_{\gamma})^2}{2h_{д1}h_{д2}}; \quad \beta = \frac{h_0^2}{2h_{д1}h_{д2}};$$

$$\gamma = \frac{h_{\gamma}^2}{2h_{д1}h_{д2}}; \quad \delta = \frac{h_{\delta}^2}{2h_{д1}h_{д2}}. \qquad (5\text{-}30)$$

Коэффициент k_c, учитывающий влияние ферромагнитного сердечника, может быть определен методом зеркальных изображений.

На рис. 5-11 приведены два варианта расположения обмоток. Расчетные выражения для определения k_c имеют следующий вид:

1) для расположения обмоток по рис. 5-11,*а*

$$k_c = \frac{g_{14}^2}{g_{13}g_{24}}; \qquad (5\text{-}31)$$

2) для расположения обмоток по рис. 5-11,*б*

$$k_c = \frac{g_{14}^2\,g_{16}^2}{g_{13}g_{15}g_{24}g_{26}}. \qquad (5\text{-}32)$$

Все величины, входящие в формулы (5-31) и (5-32), определяются по формулам вида (5-25) с использованием выражений (5-23), (5-24) и (5-26).

Для простейшего случая расположения обмоток по рис. 5-10,*а* коэффициент k_c может быть найден по выражению [Л. 28]

$$k_c = \frac{[0{,}2235h_{д} + 0{,}78\,(2e + d)]^2}{[0{,}2235h_{д} + 1{,}56e]\,[0{,}2235 + 1{,}56\,(e + d)]}. \qquad (5\text{-}33)$$

Таким образом может быть найдено индуктивное сопротивление двухобмоточного трансформатора для случая произвольного размещения обмоток на сердечнике.

При определении $x_{тр}$ следует учесть специфику конструкции трансформаторов малой мощности при определении средней длины катушки. Вследствие прямоугольной формы катушки величину $l_{ср.в}$ в (5-22) следует опре-

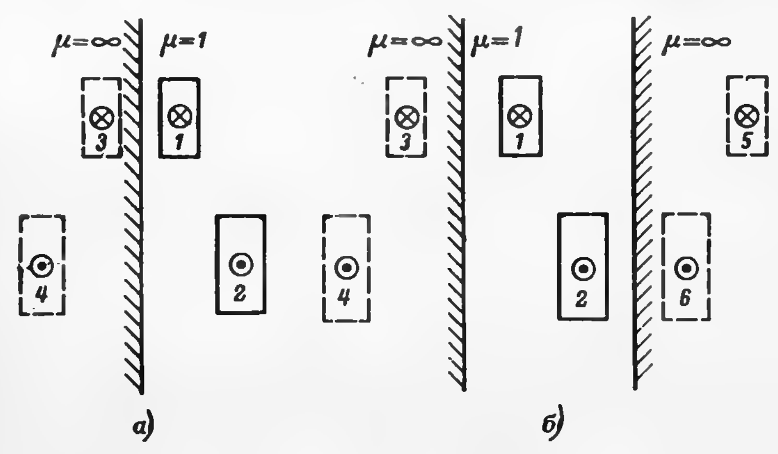


Рис. 5-11. К определению индуктивности рассеяния трансформатора с учетом влияния ферромагнитного сердечника.

а — стержневой трансформатор; *б* — броневой трансформатор.

делять по формуле

$$l_{ср.в} = 2\left[a_к + b_к + \pi\left(a_1 + \frac{1}{2}h_{из.мо}\right)\right] 10^{-3}, \ м. \quad (5\text{-}34)$$

При необходимости определения индуктивного сопротивления рассеяния обмоток многообмоточных трансформаторов пользуются выражением (5-22), применяя его для соответствующей пары обмоток (первичной и требуемой — вторичной).

Определив абсолютные и относительные величины активной и реактивной составляющих падения напряжения по формулам (1-51)—(1-54), далее можно по формулам (1-55) и (1-58) найти напряжение короткого замыкания трансформатора и падение напряжения в его обмотках при номинальной величине тока и коэффициента мощности нагрузки $\cos\varphi_2$.

Величину коэффициента мощности первичной обмотки $\cos\varphi_1$, входящую в (1-58), можно приближенно найти по формуле

$$\cos\varphi_1 \approx \frac{1}{\sqrt{1+\frac{I_{op}}{I_{1a}}}}, \qquad (5\text{-}35)$$

где I_{0p} может быть определен из (1-61), а I_{1a} — активная составляющая тока первичной обмотки — по формуле

$$I_{1a} = \frac{(P_2\cos\varphi_2 + P_3\cos\varphi_3 + \ldots + P_n\cos\varphi_n)}{\eta U_1}. \qquad (5\text{-}36)$$

Величину напряжения короткого замыкания необходимо знать в тех случаях, когда проектируемый трансформатор предназначен для параллельной работы. Величина падения напряжения необходима для уточнения числа витков первичной и вторичной обмоток.

Если найденная из (1-58) величина падения напряжения значительно отличается от предварительно принятой в начале расчета, то следует изменить число витков в соответствии с полученным результатом.

Величину к. п. д. трансформатора, входящую в (5-36), можно определить по формуле

$$\eta = \frac{(P_2 + P_3 + \ldots + P_n)\,100}{(P_2 + P_3 + \ldots + P_n) + P_{ст} + (P_{м1} + P_{м2} + \ldots + P_{мn})}, \qquad (5\text{-}37)$$

где потери в стали и в обмотках находят из (5-6) и (5-13).

Зная величину к. п. д. трансформатора и пользуясь формулой (5-36), можно определить фактическое значение тока первичной обмотки. Если найденная при этом величина тока первичной обмотки значительно отличается от предварительно принятой в начале расчета, то следует изменить диаметр провода в соответствии с полученным результатом.

На этом расчет трансформатора можно считать законченным.

5-6. Особенности расчета тороидальных трансформаторов

Расчет трансформаторов с кольцевыми магнитопроводами в принципе не отличается от расчета трансформаторов со стержневыми и броневыми магнитопроводами, однако имеет ряд особенностей.

Отсутствие воздушных зазоров и относительно малый объем стали кольцевых магнитопроводов приводят к тому, что даже при больших индукциях относительное значение тока холостого хода трансформатора невелико.

По этой же причине невелика и реактивная составляющая тока холостого хода. Ее определяют по формуле

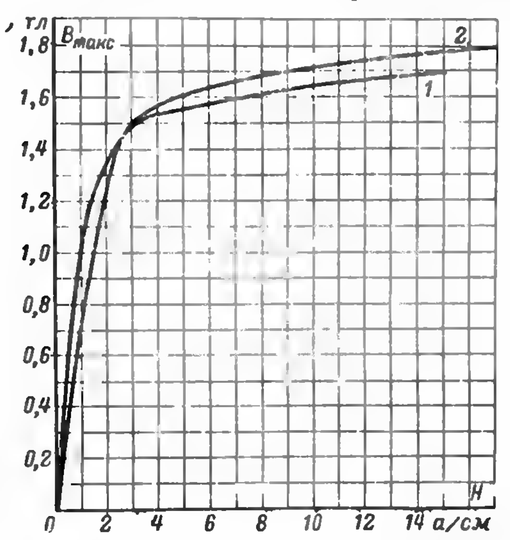


Рис. 5-12. Зависимость магнитной индукции от напряженности поля в кольцевых сердечниках.

1 — из стали Э310 толщиной 0,35 *мм* (50 *гц*); 2 — из стали Э340 толщиной 0,08 *мм* (400 *гц*).

(1-61б); значение напряженности поля *H* получают из кривой намагничивания.

Удельные потери в кольцевых магнитопроводах меньше, чем в броневых и стержневых магнитопроводах. Это объясняется меньшими механическими напряжениями и наклепом в процессе изготовления кольцевого сердечника.

На рис. 5-12 и 5-13 приведены кривые намагничивания и кривые удельных потерь для тороидальных трансформаторов с кольцевыми ленточными сердечниками.

В связи с тем, что на стадии выбора магнитопровода число витков еще не известно, величину реактивной составляющей, а следовательно, и полного тока холостого хода можно найти лишь после того, как будет выбрано

число витков первичной обмотки. Величина $S_{ст}S_{ок}$ для кольцевого магнитопровода может быть найдена из выражения (5-2).

Ориентировочные значения индукции, плотности тока, к. п. д. и коэффициента заполнения окна для тороидальных трансформаторов с магнитопроводами из стали Э310 и Э340 толщиной 0,15 и 0,35 *мм* на частотах 50 и 400 *гц* приведены в табл. 5-9. Значение коэффициента заполнения сечения магнитопровода сталью $k_{ст}$ для указанной толщины стали можно принимать $k_{ст} = 0{,}88$.

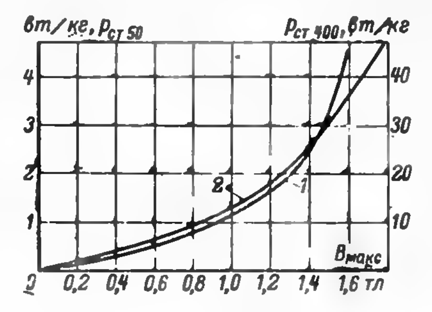


Рис. 5-13. Удельные потери в кольцевых сердечниках.

1 — из стали Э310 толщиной 0,35 *мм* (50 *гц*); *2* — из стали Э340 толщиной 0,08 *мм* (400 *гц*).

Одной из существенных особенностей тороидальных трансформаторов является сложная конструкция обмоток. Методика конструктивного расчета тороидальных трансформаторов изложена выше, в § 2-6.

Отличительная особенность тороидальных трансформаторов состоит в том, что у них рассеяние магнитного потока очень мало (если витки всех обмоток равномерно распределены по всей длине сердечника).

В этом случае весь магнитный поток первичной обмотки, полностью закрывающей сердечник, является ра-

Таблица 5-9

Частота, *гц*	Величина	Суммарная мощность вторичных обмоток ΣP_2, *ва*			
		15—50	50—150	150—300	300—500
50	$B_{макс}$, *тл*	1,7	1,7	1,65	1,6
	δ, *а/мм²*	5—4,5	4,5—3,5	3,5	3,0
	η	0,76—0,88	0,88—0,92	0,92—0,95	0,95—0,96
	$k_{ок}$	0,18—0,20	0,20—0,26	0,26—0,27	0,27—0,28
400	$B_{макс}$, *тл*	1,65	1,65—1,35	1,35—1,15	1,15—1,10
	δ, *а/мм²*	7—4,5	4,5—3,0	3,0—2,5	2,5—2,0
	η	0,82—0,93	0,93—0,96	0,96—0,97	0,98
	$k_{ок}$	0,16—0,17	0,17—0,24	0,24—0,25	0,25—0,26

бочим, так как он полностью сцепляется со всеми вторичными обмотками, расположенными поверх первичной. Отсюда следует, что поток рассеяния первичной обмотки, а следовательно, и ее индуктивность рассеяния равны нулю. Вторичная обмотка, намотанная поверх первичной, имеет поток рассеяния, величина которого пропорциональна толщине слоя изоляции между этими обмотками.

В том же случае, когда обмотка намотана не по всей длине сердечника, а занимает лишь некоторую его часть, появляется внешний (относительно этой обмотки) поток рассеяния; поэтому такие укороченные обмотки обладают индуктивностью рассеяния.

Индуктивное сопротивление вторичной обмотки, полностью распределенной по всему сердечнику, может быть определено по формуле [Л. 6]:

$$x_2 = 8\pi f w_2^2 \left(h_{\text{из.мо}} \ln \frac{D_{\text{н}}}{d_{\text{в}}} + \frac{h_1}{2} \ln \frac{1 + \frac{2h_{\text{из.мо}}}{d_{\text{в}}}}{1 - \frac{2h_{\text{из.мо}}}{D_{\text{н}}}} \right) 10^{-9},\ \textit{ом}, \tag{5-38}$$

где

$$h_{\text{из.мо}} = \frac{1}{2} \left[(h_{\text{из.мо}})_{\text{н}} + (h_{\text{из.мо}})_{\text{в}} \right]; \tag{5-39}$$

$(h_{\text{из.мо}})_{\text{н}}$, $(h_{\text{из.мо}})_{\text{в}}$, $D_{\text{н}}$, $d_{\text{в}}$, h_1 — геометрические размеры в сантиметрах, показанные на рис. 2-33,*б*.

Индуктивное сопротивление укороченных обмоток можно приближенно определять по приведенным выше формулам для стержневых трансформаторов.

При напряжениях до 300 *в* и частотах до 400 *гц* индуктивность рассеяния тороидальных трансформаторов можно не учитывать.

В этих случаях можно находить полное падение напряжения в трансформаторе по формуле

$$\Delta U = I r_{\text{тр}} = I_1 \left[r_1 + r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \right]. \tag{5-40}$$

В связи с указанными особенностями тороидальных трансформаторов относительная величина полного падения напряжения в их обмотках значительно меньше падения напряжения в обмотках трансформаторов стержневого и броневого типов. Это следует учитывать при определении чисел витков обмоток, задаваясь величина-

Таблица 5-10

Частота, *гц*	Величина	Суммарная мощность вторичных обмоток ΣP_2, *ва*				
		8—25	25—62	60—125	125—250	250—600
50	ΔU_1%	7	6	5	3,5	2,5
	ΔU_2%	7	6	5	3,5	2,5
400	ΔU_1%	4—3	3—2	2—1,5	1,5	1,0
	ΔU_2%	3,5	3	2	1,5	1,5—1,0

ми относительного падения напряжения по данным табл. 5-10, а не по табл. 5-6, пригодной лишь для расчета броневых и стержневых трансформаторов.

Тепловой расчет тороидальных трансформаторов имеет ряд особенностей по сравнению с расчетом броневых и стержневых трансформаторов. Основная особенность конструкции тороидального трансформатора заключается в том, что его сердечник полностью закрыт обмоткой и поэтому все выделяющееся в нем тепло дополнительно нагревает обмотку. Это учтено в методе теплового расчета тороидальных трансформаторов малой мощности, разработанного в [Л. 29].

Для расчета по этому методу должны быть известны: суммарные потери в сердечнике и в обмотке ($P_{ст}+P_м$) и геометрические размеры трансформатора ($D_н$, H, $d_в$). Кроме того, должны быть заданы температура окружающей среды ($t_{о.с}$) и допустимое максимальное превышение температуры в наиболее нагретой области ($\theta_{макс}$).

Порядок теплового расчета рекомендуется следующий.

1. Определяем расчетный коэффициент A

$$A=5,6\frac{1}{\sqrt[4]{H_1}}, \qquad (5\text{-}41)$$

где

$$H_1=[H+(D_н-d_в)]\cdot 10^{-3},\ м \qquad (5\text{-}42)$$

— эффективная высота тороида.

2. Определяем тепловую проводимость (σ) от поверхности обмотки к окружающей среде

$$\sigma=\alpha S_{охл.тр}10^{-4},\ вт/°C, \qquad (5\text{-}43)$$

где α — суммарный коэффициент теплоотдачи; $S_{охл.тр}$ — поверхность охлаждения обмотки.

Суммарный коэффициент теплоотдачи α находят по формуле

$$\alpha = \alpha_к + \alpha_л, \ вт/м^2 \cdot °C, \qquad (5\text{-}44)$$

где $\alpha_к$ — конвективный и $\alpha_л$ — лучистый коэффициенты теплоотдачи.

Поверхность охлаждения обмотки находят по формуле

$$S_{охл.тр} = 2\frac{\pi D_н^2}{4} + \pi D_н H = \pi D_н \left(H + \frac{D_н}{2}\right), \ м^2. \qquad (5\text{-}45)$$

Пользуясь обозначениями, приведенными на рис. 2-33 для двухобмоточного трансформатора, имеем:

$$D_н = D''_н k_в - D(k_в - 1), \ м; \qquad (5\text{-}46)$$

$$H = b + d - d_в, \qquad (5\text{-}47)$$

где $D''_н$ — наружный диаметр тороида после укладки наружной изоляции.

Значения $\alpha_к/A$ и $\alpha_л$ могут быть найдены из графика рис. 5-14 в зависимости от абсолютных температур $T_{о.с} = t_{о.с} + 273$, °K и $T = \theta_п + T_{о.с}$ ($\theta_п$ — превышение температуры наружной поверхности обмотки над температурой окружающей среды).

Для наиболее часто встречающихся на практике значений $T_{о.с}$ величину суммарного коэффициента теплоотдачи α можно определять по приближенным формулам, полученным путем аппроксимации графиков рис. 5-14:

а) при $T_{о.с} = 323$ °K (50 °C)

$$\alpha \approx (4A + 38) \cdot 10^{-3} T - (0{,}91 A + 5{,}6); \qquad (5\text{-}48а)$$

б) при $T_{о.с} = 343$ °K (70 °C)

$$\alpha \approx (4{,}66 A + 37{,}8) \cdot 10^{-3} T - (1{,}23 A + 4{,}76). \qquad (5\text{-}48б)$$

3. Определяем поверхностное превышение температуры ($\theta_п$) катушки по формуле

$$\theta_п = \frac{P_{ст} + P_м}{\sigma - \alpha_t \beta P_м}, \qquad (5\text{-}49)$$

где $\alpha_t = 0{,}004$ 1/°C — температурный коэффициент для медного провода;

$$\beta = \frac{\theta_{ср}}{\theta_п} \qquad (5\text{-}50)$$

— отношение среднеобъемного превышения температуры обмотки к превышению температуры на ее поверхности. (Величину коэффициента β для трансформаторов мощностью менее 100 *вт* можно принимать равной единице.)

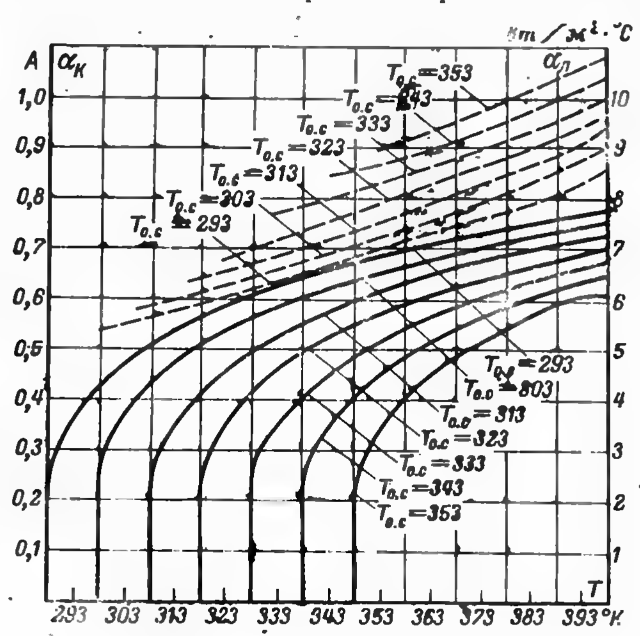


Рис. 5-14. Зависимость коэффициентов теплоотдачи $\alpha_к$ и $\alpha_л$ от температуры.

4. Определяем коэффициент теплопроводности катушки по формуле

$$\lambda = \frac{(d_{из} - d_{пр}) + 2h_{из.с} + h_{из.мс}}{\frac{d_{из} - d_{пр}}{\lambda_{из.пр}} + \frac{2h_{из.с}}{\lambda_{с}} + \frac{h_{из.мс}}{\lambda_{мс}}} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{2d_{пр}}{d_{из} - d_{пр}}}, \quad \frac{вт}{см \cdot {}^\circ C}, \tag{5-51}$$

где $h_{из.мс}$ — толщина междуслоевой изоляции, *мм*;

$$h_{из.с} = 0{,}25 d_{из} \left(1 - 0{,}5 \sqrt{4 - \left(\frac{d_{пр}}{d_{из}}\right)^2}\right), \; мм \tag{5-52}$$

— толщина прослойки между проводами, заполненной воздухом или лаком (компаундом); $\lambda_{из.пр}$, $\lambda_{мс}$, $\lambda_{с}$ — коэф-

фициенты теплопроводности изоляции провода, междуслоевой изоляции и воздушной (или лаковой) прослойки, *вт/см*·°С. Средние значения этих коэффициентов могут быть найдены по табл. 5-11, заимствованной из [Л. 30].

Таблица 5-11

Величина	Коэффициенты теплопроводности катушки, *вт/см*·°С		
	без пропитки	пропитка лаком	пропитка компаундом
$\lambda_{из.пр}$	$(0{,}69\div0{,}71)\cdot10^{-3}$	$(1{,}15\div1{,}25)\cdot10^{-3}$	$(2{,}3\div2{,}9)\cdot10^{-3}$
$\lambda_{м.с}$	$(0{,}5\div0{,}8)\cdot10^{-3}$	$(1{,}25\div1{,}3)\cdot10^{-3}$	$1{,}4\cdot10^{-3}$
$\lambda_{с}$	$(0{,}25\div0{,}3)\cdot10^{-3}$	$(1{,}4\div2{,}2)\cdot10^{-3}$	$(1{,}4\div1{,}6)\cdot10^{-3}$

5. Определяем максимальное превышение температуры обмотки ($\theta_{макс}$) из выражения

$$\theta_{макс}=\theta_{н}+\frac{(P_{ст}+P_{м})\,r_{н}^{2}}{4\lambda V_{к}}, \qquad (5\text{-}53)$$

где

$$V_{к}=\frac{\pi}{4}(d^{2}-d_{в}^{2})\left[2b+\frac{\pi}{2}(a_{в}+a_{н})+\right.$$
$$\left.+2\sqrt{a^{2}+\frac{1}{4}(a_{в}-a_{н})^{2}}\right]\cdot\ см^{3} \qquad (5\text{-}54)$$

— объем катушки трансформатора [Л. 13].

В этом выражении

$$a_{в}=\frac{1}{2}(d-d_{в}),\ см; \qquad (5\text{-}55)$$

$$a_{н}=-\frac{d_{в}+2a}{2}+\frac{1}{2}\sqrt{(d+2a)^{2}+d^{2}-d_{в}^{2}},\ см. \qquad (5\text{-}56)$$

Все обозначения в формулах (5-55) и (5-56) приведены на рис. 2-33.

Усредненную величину радиуса эквивалентной цилиндрической катушки $r_{н}$ [Л. 29], заменяющей катушку реальной формы, находим по формуле

$$r_{н}=\frac{1}{4}\left[D_{в}+D-(d+d_{в})\right],\ см. \qquad (5\text{-}57)$$

6. Определяем среднеобъемное превышение температуры обмотки ($\theta_{ср}$) из выражения

$$\theta_{ср}=\theta_{п}+\frac{(P_{ст}+P_{м})\,r_{н}^{2}}{6\lambda V_{к}}. \qquad (5\text{-}58)$$

7. Определяем коэффициент β по (5-50).

Расчет следует вести методом последовательных приближений. В начале расчета задаемся значениями $\theta_{п}$ и β. Выполнив расчет, получим значения $\theta'_{п}$ и β'. При значительном расхождении между предварительно принятыми и найденными значениями $\theta_{п}$ и β повторяем расчет, принимая в качестве исходных полученные значения $\theta'_{п}$ и β'. Расчет повторяем до тех пор, пока разница между этими значениями не будет превышать 2—3%. Обычно для этого достаточно двух-трех приближений.

Указанные ранее особенности отличают расчет тороидального трансформатора от расчета броневых и стержневых трансформаторов. В остальном расчет этих трансформаторов производится так же, как и расчет броневых и стержневых трансформаторов.

5-7. Особенности расчета трансформаторов, работающих в повторно-кратковременном режиме

Под повторно-кратковременным режимом (ПКР) понимается работа трансформатора с нагрузкой, величина которой не остается неизменной в течение всего времени работы трансформатора, а периодически изменяется по заданному закону.

При работе в ПКР количество тепла, выделяемого в сердечнике и в обмотках, уменьшается и поэтому тепловая мощность трансформатора может быть уменьшена по сравнению с его мощностью для непрерывного режима.

Рассмотрим два простейших вида ПКР, при которых сопротивление нагрузки, подключенное ко вторичной обмотке, остается в процессе работы трансформатора неизменным:

1. Первичная обмотка трансформатора периодически подключается к сети переменного тока и отключается от нее.

2. Сопротивление нагрузки периодически подключается к зажимам вторичной обмотки и отключается от нее.

Основными параметрами, характеризующими повторно-кратковременный режим, являются следующие:

$t_р$ — время работы трансформатора (время включения) за один цикл, *мин*; $t_п$ — время паузы за один цикл, *мин*; $t_ц = t_р + t_п$ — полное время одного цикла работы, *мин*; $C = t_п/t_р$ — скважность режима; $T_н$ — тепловая постоянная времени нагрева, *мин*.

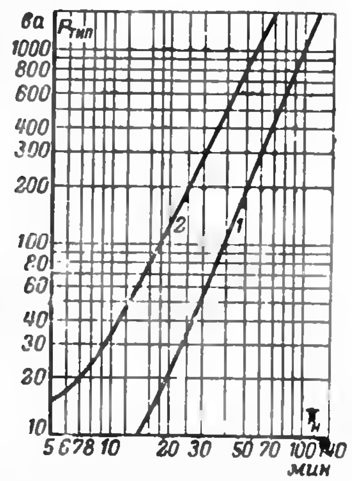


Рис. 5-15. Зависимость постоянной времени нагрева трансформаторов от тепловой мощности.

1 — трансформаторы на 50 *гц*; *2* — трансформаторы на 400 *гц*.

Рассмотрим порядок расчета на примере трансформатора, работающего в первом из указанных ранее режимов.

Из предыдущего расчета должна быть известна мощность, отдаваемая трансформатором в непрерывном режиме (т. е. при номинальных значениях напряжения и тока нагрузки), или его типовая мощность. Должны быть также известны временные параметры, характеризующие ПКР.

Порядок расчета рекомендуется следующий.

1. Для заданной типовой мощности $S_{тип}$ в непрерывном режиме по графикам рис. 5-15 находим тепловую постоянную времени нагрева $T_н$.

2. Находим величину отношения $t_р/T_н$, после чего по графикам рис. 5-16 для заданной скважности C находим $k_р$ — коэффициент допустимого увеличения потерь в трансформаторе при работе в ПКР.

3. Определяем типовую мощность трансформатора с учетом его работы в ПКР

$$(S_{тип})_{пкр} = \frac{S_{тип}}{\sqrt{k_р^m}}, \qquad (5\text{-}59)$$

где m — коэффициент, зависящий от мощности трансформатора, частоты сети и величины коэффициента $k_р$. Величину крайних значений коэффициента m можно принимать равной: $m = 1$ для всех трансформаторов на 50 *гц*

и трансформаторов на 400 *гц* при малых и средних значениях $k_р$ и мощности меньше критической (менее 100 *ва*); $m=2$ для мощных трансформаторов на 400 *гц*.

4. По найденной величине $(S_{тип})_{пкр}$, пользуясь графиками рис. 5-15 и 5-16, находим новые значения $T'_н$ и $k'_р$ и по формуле (5-59) — новые значения $(S_{тип})'_{пкр}$. Если

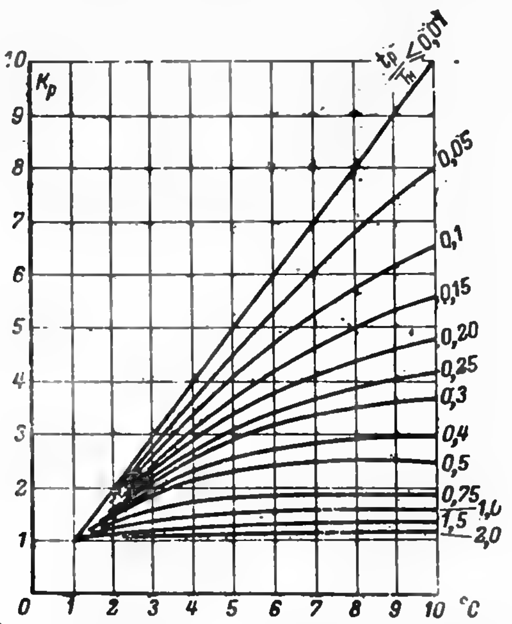


Рис. 5-16. Зависимость коэффициента перегрузки $k_р$ от скважности C и отношения $t_р/T_н$.

$(S_{тип})'_{пкр}$ и $k'_р$ значительно отличаются по величине от найденных ранее соответствующих значений $(S_{тип})_{пкр}$ и $k_р$, то расчет повторяем вновь до получения удовлетворительного совпадения (5—10%). Полученные величины $(S_{тип})_{пкр}$ и $k_р$ считаются окончательными.

5. Определяем допустимое значение магнитной индукции в сердечнике трансформатора по формуле

$$(B_{макс})_{пкр} = B_{макс} \sqrt{k_р^{m-1}}, \tag{5-60}$$

где $B_{макс}$ — индукция, соответствующая окончательной величине $(S_{тип})_{пкр}$ при непрерывном режиме работы. Ве-

личина $(B_{макс})_{пкр}$ во всех случаях не должна превосходить 1,6—1,7 *тл*.

6. Определяем допустимое значение плотности тока в обмотках трансформатора по формуле

$$(\delta)_{пкр} = \delta \sqrt{k_р + \nu (k_р - k_р^{m-1})}, \qquad (5\text{-}61)$$

где δ — плотность тока, соответствующая окончательной величине $(S_{тип})_{пкр}$ при непрерывном режиме работы; $\nu = P_{ст}/P_м$ — соотношение потерь в сердечнике и в обмотках, соответствующее окончательно выбранной величине $(S_{тип})_{пкр}$ при непрерывном режиме работы.

7. Производим тепловой расчет трансформатора, в результате которого уточняют значения $(B_{макс})_{пкр}$ и $(\delta)_{пкр}$.

Дальнейший расчет трансформатора производится по обычной методике.

Порядок расчета трансформатора, работающего во втором из указанных выше режимов ПКР (т. е. без отключения первичной обмотки от питающей сети) остается таким же.

Во всех формулах [(5-59)—(5-61)] необходимо в этом случае принимать $m=1$ для любой частоты сети и любых значений $k_р$.

5-8. Методика расчета трансформаторов малой мощности

Расчет трансформатора является задачей, допускающей большое количество различных решений. Это связано с большим количеством расчетных параметров, в значительной мере зависящих друг от друга.

Приступая к расчету трансформатора, разработчик должен иметь возможность выбрать из большого числа возможных значений этих параметров такие, чтобы обеспечивались заданные расчетные условия (превышение температуры, падение напряжения или к. п. д.).

В предыдущих параграфах настоящей главы приведены рекомендуемые значения магнитной индукции, плотности тока, падения напряжения в обмотках, коэффициента заполнения окна, к. п. д. и $\cos\varphi$ для трансформаторов с магнитопроводами различной конфигурации, изготовленных из различных материалов и питаемых от сетей различных частот. Пользуясь этими значениями расчетных параметров, обычно удается сравнительно бы-

стро решить поставленную задачу. Однако в процессе расчета возможны и некоторые отклонения от рекомендованных значений расчетных параметров, причем критерием правильности расчета служит получение заданных выходных параметров трансформатора при минимальных массе, габаритах или стоимости.

Для расчета трансформатора по любому из принятых расчетных условий должны быть заданы: напряжение питающей сети U_1, *в*; частота питающей сети f, *гц*; напряжения вторичных обмоток U_2, U_3, ..., U_n, *в*; токи вторичных обмоток I_2, I_3, ..., I_n, *а*; характер нагрузки; температура окружающей среды $t_{о.с}$, °C.

Ниже приводится методика расчета трансформаторов с магнитопроводами броневой и стержневой конструкции.

При расчете трансформатора на заданное превышение температуры рекомендуется следующий порядок расчета:

1. Определяем мощности вторичных обмоток и суммарную мощность вторичных обмоток ΣP_2.
2. Выбираем конструкцию магнитопровода, учитывая рекомендации, приведенные в § 5-3, и наличие необходимой оснастки на предприятии, на котором предполагается изготовление трансформатора.
3. Выбираем марку стали и толщину пластины или ленты магнитопровода в соответствии с заданной частотой сети.
4. По найденной величине ΣP_2 для данной конструкции магнитопровода находим ориентировочные значения $B_{макс}$, δ, $k_{ок}$ и $k_{ст}$ из табл. 5-1—5-4.
5. По формуле (5-2) находим величину $S_{ст}S_{ок}$.
6. По табл. П2-1—П2-5 или П2-7 выбираем типоразмер магнитопровода и выписываем необходимые данные.
7. Определяем потери в стали по формуле (5-6).
8. По формулам (1-59), (1-60) и (5-7) находим абсолютное и относительное значения активной составляющей тока холостого хода.
9. Пользуясь кривыми рис. 5-3 и формулой (1-62), находим полную намагничивающую мощность.
10. По формулам (1-61а) и (1-63) находим абсолютное и относительное значения реактивной составляющей тока холостого хода.
11. По формуле (1-64) находим относительное значение тока холостого хода.

12. Пользуясь табл. 5-6, по величине ΣP_2 для выбранной конфигурации магнитопровода находим относительные величины падения напряжения в первичной и вторичной обмотках трансформатора.

13. По формулам (5-8)—(5-11) находим числа витков обмоток.

14. Пользуясь табл. 5-2, по величине ΣP_2 для выбранной конфигурации магнитопровода находим рекомендуемые величины плотности тока в обмотках.

15. По формулам (2-3) и (5-12) определяем сечения и диаметры проводов обмоток.

16. По табл. П1-1 выбираем стандартные сечения и диаметры проводов и выписываем необходимые справочные данные.

17. По формуле (2-1) и рис. 2-25 определяем величину испытательного напряжения.

18. По формуле (2-4) или (2-5) определяем допустимую осевую длину каждой обмотки.

19. По графику рис. 2-27 выбираем коэффициенты укладки в осевом направлении k_{y1} в зависимости от выбранных диаметров проводов обмоток.

20. По формулам (2-6) и (2-7) определяем число витков в слое и число слоев каждой обмотки.

21. Выбираем изоляционные расстояния $h_{из1}$, $h_{из.мо}$, $h_{из.ос}$ и $h_{из.н}$, пользуясь рекомендациями, приведенными в § 2-6.

22. По графикам рис. 2-29—2-31 определяем коэффициент укладки в радиальном направлении (k_{y2}) и коэффициенты распушения междуслоевой и междуобмоточной изоляции ($k_{мс}$ и $k_{мо}$) в зависимости от диаметров проводов обмоток.

23. Определяем радиальные размеры каждой обмотки по формуле (2-8).

24. По графику рис. 2-28 определяем коэффициент выпучивания $k_в = f(b/a)$ (только при выполнении обмотки на гильзе).

Принимаем значения коэффициента неплотности намотки наружной изоляции $k_{но} = 1{,}7 \div 2{,}0$.

25. Определяем радиальный размер катушки по формуле (2-9).

26. Определяем зазор между катушкой и сердечником (для броневых трансформаторов) или двумя катушками (для стержневых трансформаторов).

27. Определяем суммарные потери в меди обмоток по формулам (5-13), (5-14) и табл. 5-7.

28. Производим тепловой расчет трансформатора по методике, изложенной в § 3-7.

29. Определяем активные сопротивления обмоток трансформатора по формуле (5-15) и полное активное сопротивление трансформатора по формуле (5-16).

30. Определяем полное индуктивное сопротивление трансформатора: по формулам (5-22)—(5-24), (5-27), (5-29), (5-33) и (5-34) — при двух обмотках равной высоты; по формулам (5-20), (5-22)—(5-24), (5-30), (5-32) и (5-34) — при укороченной вторичной обмотке; по формулам (5-22)—(5-26), (5-34) — при произвольном расположении первичной и вторичной обмоток.

31. Определяем абсолютные и относительные значения активной и индуктивной составляющих падения напряжения в обмотках трансформатора по формулам (1-51)—(1-54).

32. По формуле (5-37) находим к. п. д. трансформатора.

33. По формулам (1-55), (1-58), (5-35) и (5-36) находим падение напряжения в трансформаторе при номинальной нагрузке.

34. По результатам расчета трансформатора следует составить задание на намотку и таблицу данных для испытания трансформатора.

Образцы задания на намотку и таблицы приведены в примере расчета, рассмотренном в § 5-9.

Расчет тороидальных трансформаторов ведется по изложенной выше методике с учетом особенностей, указанных в § 5-7.

Порядок расчета трансформаторов на заданное падение напряжения отличается от изложенного следующим: после выполнения расчетов по пп. 1—27 выполняется расчет по пп. 29—31. Если полученная в результате расчета величина падения напряжения превышает заданную, то производится перерасчет. Тепловой расчет выполняется после этого.

5-9. Пример расчета броневого трансформатора

1. Напряжение питающей сети $U_1=115$ *в*$\pm 5\%$.
2. Частота питающей сети $f=400$ *гц*.
3. Напряжения вторичных обмоток $U_2=280$ *в*; $U_3=150$ *в*.
4. Токи вторичных обмоток $I_2=0{,}2$ *а*; $I_3=0{,}4$ *а*.

5. Нагрузка активная.

6. Температура окружающей среды $t_{о.с}=50$ °C.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем суммарную мощность вторичных обмоток

$$\Sigma P_2=280\cdot 0{,}2+150\cdot 0{,}4=116\ ва.$$

2. Выбираем ленточный магнитопровод из стали Э340; толщина ленты 0,15 *мм*.

3. Находим ориентировочные величины: индукцию, найденную из табл. 5-1, уменьшаем на 5% для того, чтобы при увеличении напряжения питающей сети в заданных пределах (+5%) максимальная индукция не превышала табличное значение, т. е.

$$B_{макс}=0{,}95\cdot 1{,}40=1{,}33\ тл;\ \delta=4{,}2\ а/мм^2 \text{ из табл. 5-2;}$$

$$k_{ок}=0{,}24 \text{ из табл. 5-3; } k_{ст}=0{,}9 \text{ из табл. 5-4.}$$

4. По формуле (5-2) находим:

$$S_{ст}S_{ок}=\frac{116\cdot 10^2}{2{,}22\cdot 400\cdot 1{,}33\cdot 4{,}2\cdot 0{,}24\cdot 0{,}9}=10{,}9\ см^4.$$

5. Из табл. П2-2 выбираем магнитопровод ШЛ12×25, у которого $S_{ст}S_{ок}=10{,}8\ см^4$; $S_{ст.акт}=2{,}63\ см^2$; $G_{ст}=0{,}205\ кг$.

6. По формуле (5-6) и кривой рис. 5-2 определяем потери в стали для индукции $B_{макс}=1{,}4\ тл$

$$P_{ст}=27{,}0\cdot 0{,}205=5{,}52\ вт.$$

7. Находим активную составляющую тока холостого хода по формуле (1-59) при максимальном напряжении питающей сети ($U_1=1{,}05\cdot 115=121\ в$)

$$I_{0а}=\frac{5{,}52}{121}=0{,}0458\ а.$$

8. Находим полную намагничивающую мощность по формуле (1-62) и кривой рис. 5-3 ($B_{макс}=1{,}4\ тл$)

$$Q_{ст}=148\cdot 0{,}205=30{,}4\ ва.$$

9. По формуле (1-61а) находим реактивную составляющую тока холостого хода ($U_1=121\ в$)

$$I_{0р}=\frac{30{,}4}{121}=0{,}25\ а.$$

10. Находим абсолютное и относительное значения тока холостого хода:

по формуле (1-63)

$$I_0=\sqrt{0{,}0458^2+0{,}250^2}=0{,}256\ а;$$

по формуле (5-7)

$$I_1=\frac{116}{1{,}05\cdot 115\cdot 0{,}92\cdot 0{,}91}=1{,}15\ а,$$

где $\eta = 0,92$ и $\cos\varphi = 0,91$ из табл. 5-5;

$$I_0\% = \frac{0,256}{1,15} \cdot 100 = 22,2\% \text{ при } U_1 = 121 \text{ в, что допустимо.}$$

При номинальном напряжении сети $U_1 = 115$ *в*

$$I_1 = \frac{116}{115 \cdot 0,92 \cdot 0,91} = 1,21 \ a.$$

11. По формулам (5-8)—(5-11) и табл. 5-6 находим числа витков обмоток:

$$w_1 = \frac{115\,(1 - 0,02) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 1,33 \cdot 2,63} = 182;$$

$$w_2 = \frac{280\,(1 + 0,025) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 1,33 \cdot 2,63} = 462;$$

$$w_3 = \frac{150\,(1 + 0,03) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 1,33 \cdot 2,63} = 250.$$

12. По формулам (2-3), (5-12) и табл. 5-2 находим ориентировочные величины плотности тока и сечения проводов обмоток

$$\delta_1 = 5,0 \ a/мм^2; \ \delta_2 = 3,8 \ a/мм^2; \ \delta_3 = 4,0 \ a/мм^2;$$

$$s_{пр1} = \frac{1,21}{5,0} = 0,242 \ мм^2; \ s_{пр2} = \frac{0,2}{3,8} = 0,0526 \ мм^2;$$

$$s_{пр3} = \frac{0,4}{4,0} = 0,1 \ мм^2.$$

13. Выбираем стандартные сечения и диаметры проводов марки ПЭВ-2 из табл. П1-1

$$s_{пр1} = 0,242 \ мм^2; \ d_{пр1} = 0,57 \ мм; \ d_{из1} = 0,64 \ мм; \ g_{пр1} = 2,27 \ г/м;$$

$$s_{пр2} = 0,049 \ мм^2; \ d_{пр2} = 0,25 \ мм; \ d_{из2} = 0,30 \ мм; \ g_{пр2} = 0,435 \ г/м;$$

$$s_{пр3} = 0,096 \ мм^2; \ d_{пр3} = 0,35 \ мм; \ d_{из3} = 0,41 \ мм; \ g_{пр3} = 0,855 \ г/м.$$

14. Находим фактические плотности тока в проводах

$$\delta_1 = \frac{1,21}{0,2552} = 4,75 \ a/мм^2; \ \delta_2 = \frac{0,2}{0,049} = 4,1 \ a/мм^2;$$

$$\delta_3 = \frac{0,4}{0,096} = 4,17 \ a/мм^2.$$

15. По формуле (2-1) и графику рис. 2-25 определяем испытательные напряжения обмоток:

$$U_{p1} = \sqrt{2} \cdot 115 = 162 \ в; \ U_{исп1} = 920 \ в \text{ (ампл.)} \approx 650 \ в \text{ (действ.)};$$

$$U_{p2} = \sqrt{2} \cdot 280 = 394 \ в; \ U_{исп2} = 1\,560 \ в \text{ (ампл.)} \approx 1\,100 \ в \text{ (действ.)};$$

$$U_{p3} = \sqrt{2} \cdot 150 = 211 \ в; \ U_{исп3} = 1\,000 \ в \text{ (ампл.)} \approx 710 \ в \text{ (действ.)}.$$

16. По формуле (2-4) определяем допустимую осевую длину обмотки на гильзе

$$h_{д1}=29-2\cdot1{,}5=26\ мм;\quad h_{д2}=h_{д3}=29-2\cdot2=25\ мм.$$

17. По формулам (2-6), (2-7) и графику рис. 2-27 находим число витков в одном слое и число слоев каждой обмотки

$$w_{с1}=\frac{26}{1{,}043\cdot0{,}64}=38\text{ витков};\quad N_1=\frac{182}{38}=5\text{ слоев};$$

$$w_{с2}=\frac{25}{1{,}066\cdot0{,}30}=78\text{ витков};\quad N_2=\frac{462}{78}=6\text{ слоев};$$

$$w_{с3}=\frac{25}{1{,}055\cdot0{,}41}=57\text{ витков};\quad N_3=\frac{250}{57}=5\text{ слоев}.$$

18. Выбираем изоляционные расстояния

$h_{из1}=2$ *мм*; $h_{из.ос}=1{,}0$ *мм*; $h_{из.мо}=0{,}24$ *мм* (2 слоя бумаги К-12); $h_{из.н}=0{,}24$ *мм* (2 слоя бумаги К-12).

В качестве междуслоевой изоляции первичной обмотки выбираем пропиточную бумагу ЭИП-50 толщиной 0,09 *мм*; для вторичных обмоток — телефонную бумагу КТН толщиной 0,05 *мм*.

19. По графикам рис. 2-29—2-31 определяем величины коэффициентов:

первая обмотка: $k_{у1}=1{,}06$; $k_{мс}=1{,}06$; $k_{мо}=1{,}19$;

вторая обмотка: $k_{у2}=1{,}09$; $k_{мс}=1{,}12$; $k_{мо}=1{,}35$;

третья обмотка: $k_{у3}=1{,}078$; $k_{мс}=1{,}092$; $k_{мо}=1{,}30$.

20. Находим радиальные размеры каждой обмотки по формуле (2-8)

$$a_1=1{,}06\cdot5\cdot0{,}64+1{,}06(5-1)\cdot0{,}09=3{,}78\ мм;$$

$$a_2=1{,}09\cdot6\cdot0{,}3+1{,}12\cdot2\cdot0{,}05=2{,}07\ мм;$$

$$a_3=1{,}078\cdot5\cdot0{,}41+1{,}092\cdot1\cdot0{,}05=2{,}26\ мм.$$

21. По графику рис. 2-28 определяем $k_в=1{,}07$ при $b/a=25/12=$ $=2{,}1$; принимаем $k_{мо}=1{,}7$.

22. Определяем радиальный размер катушки по формуле (2-9) $a=0{,}5+(1{,}0+3{,}78+1{,}19\cdot0{,}24+2{,}07+1{,}35\cdot0{,}24+2{,}26+1{,}7\cdot0{,}24)\cdot1{,}07=$ $=11{,}25$ *мм*.

23. Зазор между катушкой и сердечником равен 12—11,25= =0,75 *мм*, что допустимо.

24. Определяем потери в меди обмоток:

а) по формулам (2-10)—(2-15) находим среднюю длину витка каждой обмотки:

$$a_к=12+2\cdot0{,}5+2\cdot1\cdot1{,}07=15{,}1\ мм;$$

$$b_к=25+2\cdot0{,}5+2\cdot1\cdot1{,}07=28{,}1\ мм;$$

$$l_{ср.в1}=\left[2(15{,}1+28{,}1)+2\pi\cdot\frac{1}{2}\cdot3{,}78\cdot1{,}07\right]\cdot10^{-3}=0{,}0988\ м;$$

$$l_{ср.в2}=\left\{2(15{,}1+28{,}1)+2\pi\left[3{,}78+0{,}24\cdot1{,}19+\frac{1}{2}\cdot2{,}07\right]\cdot1{,}07\right\}\times$$
$$\times10^{-3}=0{,}121\ м;$$

$$l_{ср.в3} = \left\{2(15,1+28,1) + 2\pi\left[3,78 + 0,24\cdot1,19 + 2,07 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + 0,24\cdot1,35 + \frac{1}{2}\cdot2,26\right]\cdot1,07\right\} 10^{-3} = 0,137 \text{ м}.$$

б) находим массу меди каждой обмотки:

$$G_{м1}=0,0989\cdot182\cdot2,27=41 \text{ г};$$

$$G_{м2}=0,121\cdot462\cdot0,435=24 \text{ г};$$

$$G_{м3}=0,137\cdot250\cdot0,855=29 \text{ г};$$

в) находим потери в каждой обмотке по формуле (5-14); предельно допустимая температура провода ПЭВ-2 $t_{пр}=105$ °C:

$$P_{м1}=2,65\cdot4,75^2\cdot41\cdot10^{-3}=2,45 \text{ вт};$$

$$P_{м2}=2,65\cdot4,17^2\cdot24\cdot10^{-3}=1,1 \text{ вт};$$

$$P_{м3}=2,65\cdot4,1^2\cdot29\cdot10^{-3}=1,28 \text{ вт};$$

г) находим суммарные потери в меди катушки по формуле (5-13):

$$P_м=2,45+1,1+1,28=4,83 \text{ вт}.$$

25. Определяем тепловые сопротивления по данным табл. 3-1 (магнитопровод ШЛ12×25)

$$R_т=3,7;\ R_м=1,9;\ R_м^0=15,8;\ R_c^0=9,3.$$

26. Определяем величину теплового потока катушки — сердечник по формуле (3-54)

$$P'_м=\frac{(1,9+15,8+9,3+3,7)4,83-9,3\cdot5,52}{2(1,9+15,8+9,3+3,7)}=1,57 \text{ вт}.$$

27. Определяем тепловое сопротивление катушки от максимально нагретой области до гильзы по формуле (3-51)

$$x=\frac{-1,57(1,9+15,8+9,3+3,7)-9,3\cdot5,52+4,83(1,9+15,8)}{4,83}=$$

$$=-2,98,\ ^\circ\text{C/вт}.$$

28. В соответствии с п. 4 методики теплового расчета (§ 3-7) определяем величину теплового потока от сердечника к катушке по формуле (3-60), так как $x<0$,

$$P''_м=\frac{4,83(1,9+15,8)-9,3\cdot5,52}{1,9+15,8+9,3+3,7}=1,1 \text{ вт}.$$

29. Так как $P''_м$ положителен, то величину максимального превышения температуры катушки определяем по формуле (3-61)

$$\theta_{макс}=(4,83-1,1)(1,9+15,8)=66\ ^\circ\text{C}.$$

30. Определяем средний перепад температуры в катушке по формуле (3-62)

$$\theta_{к}=(4{,}83-1{,}1)\,1{,}9=7{,}1\ ^\circ C.$$

31. Определяем среднеобъемное превышение температуры катушки по формуле (3-58)

$$\theta_{ср}=66-0{,}5\cdot 7{,}1=62{,}4\ ^\circ C.$$

32. Определяем максимальную и среднюю температуры проводов обмотки

$$t_{пр.макс}=50+66=116\ ^\circ C;$$

$$t_{пр.ср}=50+62{,}4=112{,}4\ ^\circ C.$$

33. На основании проведенного расчета видно, что принятые в расчете провода марки ПЭВ-2 с предельно допустимой температурой +105 °С могут быть использованы в данном трансформаторе при снижении его срока службы примерно вдвое (согласно десятиградусному правилу срок службы составит около 10 лет).

При необходимости сохранения срока службы порядка 20 лет, как это обычно принято, в данном случае необходимо перейти на больший типоразмер магнитопровода с соответствующим снижением магнитной индукции и плотности тока или применить в трансформаторе провода марки ПЭВТЛ-1, допускающие длительную работу при температуре +120 °С. Принимаем этот вариант.

34. Определяем активные сопротивления обмоток по формуле (5-15):

при $t_{о.с}=105\ ^\circ C$

$$r_1=\frac{2{,}35\cdot 10^{-2}\,0{,}0988\cdot 182}{0{,}242}=1{,}75\ ом;$$

$$r_2=\frac{2{,}35\cdot 10^{-2}\cdot 0{,}121\cdot 462}{0{,}049}=26{,}8\ ом;$$

$$r_3=\frac{2{,}35\cdot 10^{-2}\cdot 0{,}137\cdot 250}{0{,}096}=8{,}38\ ом;$$

при $t_{о.с}=20\ ^\circ C$

$$r_1=\frac{1{,}75}{2{,}35}\cdot 1{,}75=1{,}3\ ом;$$

$$r_2=\frac{26{,}8\cdot 1{,}75}{2{,}35}=20\ ом;$$

$$r_3=\frac{8{,}38\cdot 1{,}75}{2{,}35}=6{,}24\ ом.$$

35. Определяем полные активные сопротивления пар обмоток трансформатора, приведенные к его первичной обмотке, по формуле (5-17)

$$r_{тр1\text{-}2}=1{,}75+\left(\frac{182}{462}\right)^2\cdot 26{,}8=5{,}9\ ом;$$

$$r_{тр1\text{-}3}=1{,}75+\left(\frac{182}{250}\right)^2\cdot 8{,}38=6{,}2\ ом;$$

36. Определяем индуктивные сопротивления пар обмоток трансформатора. Для обмоток 1 и 2:

по формуле (5-23) $g_{11}=0{,}2235(2{,}6+0{,}378)=0{,}665$;

по формуле (5-24) $g_{22}=0{,}2235(2{,}5+0{,}207)=0{,}605$;

по формуле (5-28) $d=0{,}024+(0{,}378+0{,}207)\cdot 0{,}5=0{,}317$;

по формуле (5-27) $g_{12}=0{,}78\cdot 0{,}317+0{,}2235\cdot 2{,}6=0{,}828$;

по формуле (5-33)

$$k_0=\frac{[0{,}2235\cdot 2{,}6+0{,}78\,(2\cdot 0{,}339+0{,}317)]^2}{(0{,}2235\cdot 2{,}6+1{,}56\cdot 0{,}339)[0{,}2235\cdot 2{,}6+1{,}56\,(0{,}339+0{,}317)]}=$$

$$=1{,}05,$$

$$e=0{,}05+0{,}1+0{,}5\cdot 0{,}378=0{,}339;$$

по формуле (5-34)

$$l_{\text{ср.в}1-2}=2\,[15{,}1+28{,}1+\pi\,(3{,}78+0{,}12)]\cdot 10^{-2}=0{,}111\ \text{м};$$

по формуле (5-22)

$$x_{\text{тр}1-2}=4\pi\cdot 10^{-9}\cdot 400\cdot 0{,}111\cdot 10^2\cdot 182^2\ln\left(1{,}05\frac{0{,}828^2}{0{,}665\cdot 0{,}605}\right)=$$

$$=1{,}080\ \text{ом}.$$

Для обмоток 1 и 3:

$$g_{11}=0{,}2235\,(2{,}6+0{,}378)=0{,}665;$$

$$g_{33}=0{,}2235\,(2{,}5+0{,}226)=0{,}610;$$

$$d=0{,}024+0{,}207+0{,}024+\frac{1}{2}\,(0{,}378+0{,}226)=0{,}557;$$

$$g_{13}=0{,}78\cdot 0{,}557+0{,}2235\cdot 2{,}6=1{,}015;$$

$$k_0=\frac{[0{,}2235\cdot 2{,}6+0{,}78\,(2\cdot 0{,}339+0{,}557)]^2}{(0{,}2235\cdot 2{,}6+1{,}56\cdot 0{,}339)[0{,}2235\cdot 2{,}6+1{,}56(0{,}339+0{,}557)]}=$$

$$=1{,}08;$$

$$e=0{,}339;$$

$$l_{\text{ср.в}1-3}=l_{\text{ср.в}2}=0{,}121\ \text{м};$$

$$x_{\text{тр}1-3}=4\pi\cdot 10^{-9}\cdot 400\cdot 0{,}121\cdot 10^2\cdot 182^2\ln\left(1{,}08\frac{1{,}015^2}{0{,}665\cdot 0{,}61}\right)=2{,}02\ \text{ом}.$$

37. Определяем относительные значения активной и индуктивной составляющих падения по формулам (1-51)—(1-54)

$$(\Delta U_{\text{а}})_{1-2}=\frac{5{,}9\cdot 1{,}21\cdot 100}{115}=6{,}2\ \%;$$

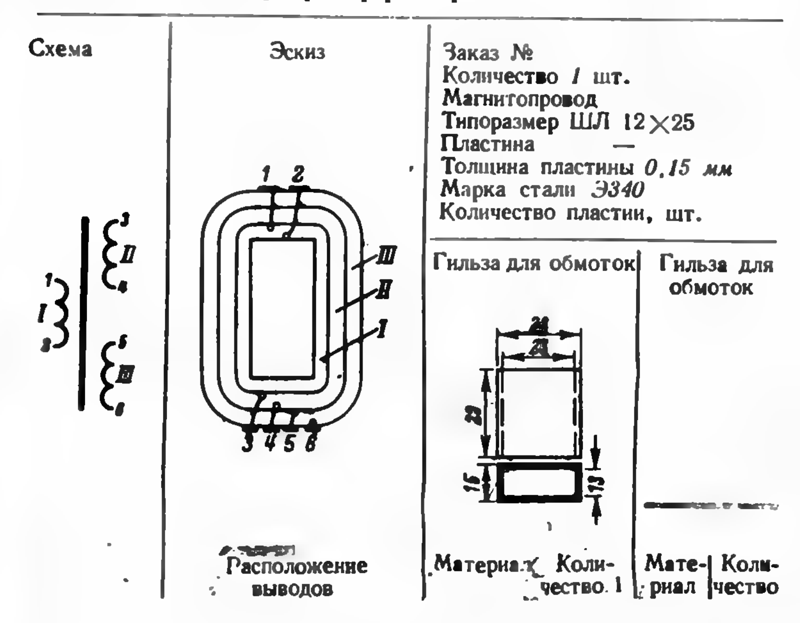
$$(\Delta U_{\text{р}})_{1-2}=\frac{1{,}08\cdot 1{,}21\cdot 100}{115}=1{,}13\ \%;$$

$$(\Delta U_{\text{а}})_{1-3}=\frac{6{,}2\cdot 1{,}21\cdot 100}{115}=6{,}5\ \%;$$

$$(\Delta U_{\text{р}})_{1-3}=\frac{2{,}02\cdot 1{,}21\cdot 100}{115}=2{,}12\ \%.$$

Таблица 5-12

Задание на намотку трансформатора

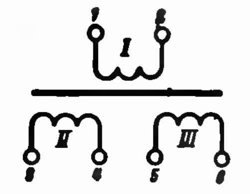


Обмоточные данные

№ обмотки	Провод	Число витков	Число витков в слое	Число слоев	Длина намотки, мм	Масса меди, г	Отводы	Примечание
I	*ПЭВТЛ-1 0,57/0,64*	182	38	5	26	41	—	
II	*ПЭВТЛ-1 0,25/0,30*	462	78	6	25	24	—	
III	*ПЭВТЛ-1 0,35/0,41*	250	57	5	25	29	—	

Выводы *на лепестки своим проводом согласно эскизу.*
Изоляция: между слоями *первичной обмотки — бумага ЭИП-50, 0,09; второй и третьей обмоток — телефонная бумага КТН 0,05 мм;*
между обмотками — *кабельная бумага К-12, два слоя;*
поверх катушки — *кабельная бумага К-12, два слоя.*
Пропитка: *без пропитки.*

Таблица 5-13

Схема принципиальная электрическая	Рабочая частота *400 гц* Условия эксплуатации *в наземной аппаратуре* Масса $G_м + G_{ст} = 0,3$ *кг*
	

№ обмотки	№ вывода	Режим холостого хода, Пункт ТУ 15: Напряжение, *в*	Пункт ТУ 12: Сопротивление обмотки ($t=+20$ °С), *ом*	Пункт ТУ 20: Испытательное напряжение, *в*: на корпус	Пункт ТУ 20: Испытательное напряжение, *в*: между обмотками	№ обмотки	№ вывода	Номинальный режим, Пункт ТУ 16: Напряжение, *в*	Пункт ТУ 16: Ток, *а*
I	*1, 2*	*115*	*1,30*	*650*	*1 100*	I	*1, 2*	*115*	*1,21*
II	*3, 4*	*287*	*20,0*	*1 100*	*1 100*	II	*3, 4*	*280*	*0,2*
III	*5, 6*	*156,5*	*6,00*	*710*	*1 100*	III	*5, 6*	*150*	*0,4*
IV						IV			
V						V			

Пункт ТУ	Проверяемый параметр	Единица измерения	Величина
13	Ток холостого хода	*а*	*0,256*
14	Потери в стали	*вт*	*5,52*
22	Превышение температуры	°С	*62,4*

38. Определяем к. п. д. трансформатора по формуле (5-37)

$$\eta=\frac{116\cdot100}{116+5{,}52+4{,}83}=91{,}8\,\%$$

(было принято 92 %).

39. Определяем полное падение в трансформаторе по формуле (1-58 б) при $\cos\varphi_н=1$

$$(\Delta U)_{1-2}=6{,}2\cdot1+1{,}13\cdot0+\frac{1}{200}(1{,}13\cdot1-6{,}2\cdot0)^2\approx6{,}2\,\%;$$

$$(\Delta U)_{1-3}=6{,}5\cdot1+2{,}12\cdot0+\frac{1}{200}(2{,}12\cdot1-6{,}3\cdot0)^2\approx6{,}52\,\%.$$

Приведенный расчет показывает, что в данном трансформаторе индуктивным падением напряжения можно пренебречь, а принятые предварительно величины падения напряжения меньше полученных:

$$\Delta U_{1-2}=6{,}2\%\ \text{(было принято 4,5\%)};$$

$$\Delta U_{1-3}=6{,}52\%\ \text{(было принято 5,0\%)}.$$

В связи с этим увеличиваем числа витков обмоток в отношении:

вторичной — $\frac{100+(6{,}2-2{,}0)}{100+2{,}5}=1{,}02$ (т. е. на 2 %);

третьей — $\frac{100+(6{,}52-2{,}0)}{100+3{,}0}=1{,}015$ (т. е. на 1,5 %)

40. Задание на намотку трансформатора приведено в табл. 5-12 и данные для испытания трансформаторов и дросселей приведены в табл. 5-13.

5-10. Примеры расчета тороидальных трансформаторов

Пример 1. Рассчитать трансформатор по следующим данным:
1) напряжение питающей сети $U_1=115$ *в*;
2) частота питающей сети $f=400$ *гц*;
3) напряжение вторичной обмотки $U_2=245$ *в*;
4) ток вторичной обмотки $I_2=0{,}35$ *а*;
5) температура окружающей среды $t_{о.с}=+50$ °С.

Расчет производим в следующем порядке:

1. Определяем мощность вторичной обмотки по формуле (1-43)

$$P_2=245\cdot0{,}35=85{,}8\ ва.$$

2. В качестве материала для магнитопровода выбираем сталь Э340 с толщиной ленты 0,15 *мм*.

3. Находим ориентировочные величины:

$B_{макс}=1{,}65$ *тл*, $\delta=4{,}2$ *а/мм²* и $k_{ок}=0{,}22$ из табл. 5-9; принимаем $k_{от}=0{,}88$.

4. По формуле (5-2) находим:

$$S_{ст}S_{ок} = \frac{85,8 \cdot 10^2}{2,22 \cdot 400 \cdot 1,65 \cdot 4,2 \cdot 0,22 \cdot 0,88} = 7,2 \ см^4.$$

5. Из табл. П2-8 выбираем магнитопровод ОЛ25/40-20, у которого $S_{ст}S_{ок}=7,35$ *мм*^{4}; $S_{ст}=1,3$ *см*^{2}; $l_{ст}=10,2$ *см*; $G_{ст}=102$ *г*. Размеры сердечника $d=25$ *мм*; $D=40$ *мм*; $b=20$ *мм*.

6. По формуле (5-7) и табл. 5-9 находим ток первичной обмотки ($\cos \varphi$ согласно условию принимаем равным единице).

$$I_1 = \frac{85,8}{0,94 \cdot 115} = 0,795 \ a.$$

7. Определяем числа витков обмоток по формулам (5-8)—(5-11) и табл. 5-10

$$w_1 = \frac{115\left(1 - \frac{1,5}{100}\right) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 1,65 \cdot 1,3} = 298;$$

$$w_2 = \frac{245\left(1 + \frac{2}{100}\right) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 400 \cdot 1,65 \cdot 1,3} = 655.$$

8. По табл. 5-9 выбираем плотности тока и по формуле (2-3) определяем предварительные сечения проводов

$$\delta_1 = 4,0 \ а/мм^2; \ s_{пр1} = \frac{0,795}{4,0} = 0,199 \ мм^2;$$

$$\delta_2 = 4,2 \ а/мм^2; \ s_{пр2} = \frac{0,35}{4,2} = 0,0835 \ мм^2.$$

9. По табл. приложения П1 выбираем сечения и диаметры проводов (марки ПЭВ-2)

$s_{пр1}=0,2206$ *мм*^{2}; $d_{пр1}=0,53$ *мм*; $d_{из1}=0,60$ *мм*; $g_{пр1}=1,96$ *г/м*;

$s_{пр2}=0,08553$ *мм*^{2}; $d_{пр2}=0,33$ *мм*; $d_{из2}=0,38$ *мм*; $g_{пр2}=0,76$ *г/м*.

10. Определяем фактические плотности тока

$$\delta_1 = \frac{0,795}{0,2206} = 3,62 \ а/мм^2; \ \delta_2 = \frac{0,35}{0,08553} = 4,1 \ а/мм^2.$$

11. По формулам (2-22) и (2-23) определяем наружный и внутренний диаметры магнитопровода после изоляции его микалентой ЛМС-1 толщиной 0,1 *мм* с половинным перекрытием ленты. По наружной образующей тороида прокладываем один слой микаленты:

$$D_{он} = 40 + 2(0,1 + 0,1 \cdot 2) = 40 + 2 \cdot 0,3 = 40,6 \ мм;$$

$$d_{ов} = 25 - 2 \cdot 0,1 \cdot 2\frac{40}{25} = 25 - 2 \cdot 0,32 = 24,36 \ мм.$$

12. По формулам (2-29)—(2-33) и табл. 2-1 определяем число слоев первичной обмотки по наружному диаметру провода

$$l_1 = 298 \cdot 0{,}6 \cdot 1{,}15 = 205 \text{ мм};$$

$$x = 3{,}14(40{,}6 - 0{,}6) = 126 \text{ мм}; \quad x^2 = 15\,850 \text{ мм}^2;$$

$$s = 4 \cdot 3{,}14 \cdot 205 \cdot 0{,}6 = 1\,545 \text{ мм}^2; \quad z = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}6 = 3{,}77 \text{ мм};$$

$$N_{1н} = \frac{-126 + \sqrt{15\,850 + 1\,545}}{3{,}77} = 2 \text{ слоя}.$$

13. По формулам (2-34), (2-35) определяем число слоев первичной обмотки по внутреннему диаметру

$$y = 3{,}14(24{,}36 + 0{,}6) = 78{,}5 \text{ мм}; \quad y^2 = 6\,150 \text{ мм}^2;$$

$$N_{1в} = \frac{78{,}5 - \sqrt{6\,150 - 1\,545}}{3{,}77} = 3{,}0 \text{ слоя}.$$

14. По формулам (2-24) и (2-25) определяем диаметры трансформатора после укладки провода первичной обмотки

$$D_{1н} = 40{,}6 + 2 \cdot 2 \cdot 0{,}6 \cdot 1{,}15 = 40{,}6 + 2 \cdot 1{,}38 = 43{,}36 \text{ мм};$$

$$d_{1в} = 24{,}36 - 2 \cdot 3{,}0 \cdot 0{,}6 \cdot 1{,}15 = 24{,}36 - 2 \cdot 2{,}07 = 20{,}22 \text{ мм}.$$

15. Находим длину среднего витка первичной обмотки по формуле (2-37)

$$l_{ср.в1} = 2\left(\frac{40 - 25}{2} + 20\right) + 2 \cdot 3{,}14 \frac{2 \cdot 0{,}3 + 2 \cdot 0{,}32 + 1{,}38 + 2{,}07}{4} = 62{,}4 \text{ мм}.$$

16. Изоляцию первичной обмотки по наружному диаметру производим микалентной бумагой толщиной 0,02 *мм* в четыре сложения с половинным перекрытием. По формулам (2-26) и (2-27) определяем наружный и внутренний диаметры трансформатора после укладки междуслоевой изоляции:

$$D'_{1н} = 43{,}36 + 2 \cdot 0{,}08 \cdot 2 = 43{,}36 + 2 \cdot 0{,}16 = 43{,}68 \text{ мм};$$

$$d'_{1в} = 20{,}22 - 2 \cdot 0{,}08 \cdot 2\,\frac{43{,}36}{20{,}22} = 20{,}22 - 2 \cdot 0{,}34 = 19{,}54 \text{ мм}.$$

17. По формулам (2-29)—(2-33) и табл. 2-1 определяем число слоев вторичной обмотки по наружному диаметру тороида

$$l_2 = 655 \cdot 0{,}38 \cdot 1{,}15 = 286 \text{ мм};$$

$$x = 3{,}14(43{,}68 - 0{,}38) = 136 \text{ мм}; \quad x^2 = 18\,500 \text{ мм}^2;$$

$$s = 4 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}38 \cdot 286 = 1\,370 \text{ мм}^2; \quad z = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}38 - 2{,}29 \text{ мм};$$

$$N_{2н} = \frac{-136 + \sqrt{18\,500 - 1\,370}}{2{,}39} = 2{,}5 \text{ слоя}.$$

18. По формулам (2-34) и (2-35) определяем число слоев вторичной обмотки по внутреннему диаметру

$$y = 3{,}14(19{,}54+0{,}38) = 62{,}5 \text{ мм}; \quad y^2 = 3\,900 \text{ мм}^2;$$

$$N_{2в} = \frac{62{,}5 - \sqrt{3\,900 - 1\,370}}{2{,}39} = 5 \text{ слоев}.$$

19. По формулам (2-24) и (2-25) определяем диаметры трансформатора после укладки провода вторичной обмотки:

$$D_{2н} = 43{,}68 + 2\cdot 2{,}5\cdot 0{,}38\cdot 1{,}15 = 43{,}68 + 2\cdot 1{,}09 = 45{,}86 \text{ мм};$$

$$d_{2в} = 19{,}54 - 2\cdot 5\cdot 0{,}38\cdot 1{,}15 = 19{,}54 - 2\cdot 2{,}18 = 15{,}18 \text{ мм}.$$

20. По формуле (2-38) находим длину среднего витка вторичной обмотки

$$l_{ср.в2} = 2\left(\frac{40-25}{2} + 20\right) +$$

$$+ 2\cdot 3{,}14\,\frac{2\,(0{,}3 + 0{,}32 + 1{,}38 + 2{,}07 + 0{,}16 + 0{,}34) + 1{,}09 + 2{,}18}{4} =$$

$$= 74{,}5 \text{ мм}.$$

21. По формулам (2-26) и (2-27) находим окончательные размеры трансформатора после изоляции обмотки микалентной бумагой 0,02 *мм* по наружному диаметру одним слоем в четыре сложения с половинным перекрытием, после чего наружный периметр изолируем двумя слоями той же бумаги, сложенной вдвое:

$$D''_{н} = 45{,}86 + 2\cdot 0{,}08\cdot 2 + 0{,}08 = 46{,}26 \text{ мм};$$

$$d''_{в} = 15{,}18 - 2\cdot 0{,}08\cdot 2\,\frac{45{,}86}{15{,}18} = 13{,}2 \text{ мм}.$$

22. Окончательные габаритные размеры трансформатора с учетом коэффициента выпучивания определяем по формулам (2-36), (5-46), (5-47) и табл. 2-1

$$d_{в} = 13{,}2\cdot 1{,}2 - 25(1{,}2 - 1) = 10{,}8 \text{ мм};$$

$$D_{н} = 46{,}26\cdot 1{,}2 - 40(1{,}2 - 1) = 47{,}5 \text{ мм};$$

$$H = 20 + 25 - 10{,}8 = 34{,}2 \text{ мм}.$$

23. По формуле (5-6) и рис. 5-13 определяем потери в стали

$$P_{ст} = 36\cdot 0{,}102 = 3{,}68 \text{ вт}.$$

24. По формуле (1-59) определяем активную составляющую тока холостого хода

$$I_{оа} = \frac{3{,}68}{115} = 0{,}0303 \text{ а}.$$

25. По формуле (1-61 б) и рис. 5-12 определяем реактивную составляющую тока холостого хода

$$I_{ор} = \frac{3{,}6\cdot 10{,}2}{298} = 0{,}123 \text{ а}.$$

26. По формуле (1-64) определяем ток холостого хода

$$I_0 = \sqrt{0,03^2 + 0,123^2} = 0,125\ a;$$

$$I_0\,\% = \frac{0,125 \cdot 100}{0,795} = 15,7\,\%.$$

27. Определяем активные сопротивления обмоток по формуле (5-40)

$$r_1 = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,0624 \cdot 298}{0,2206} = 2,0\ ом;$$

$$r_2 = \frac{2,35 \cdot 10^{-2} \cdot 0,0745 \cdot 655}{0,0855} = 13,4\ ом.$$

28. Определяем активные падения напряжения в обмотках трансформатора

$$\Delta U_1 = 0,795 \cdot 2,0 = 1,59\ в;\ \Delta U_1\,\% = \frac{1,59 \cdot 100}{115} = 1,4\,\%;$$

$$\Delta U_2 = 0,35 \cdot 13,4 = 4,7\ в;\ \Delta U_2\,\% = \frac{4,7 \cdot 100}{245} = 1,9\,\%.$$

29. По формулам (2-21), (5-13), (5-14), (5-37) и табл. 5-7 определяем массу проводов, потери в меди и к. п. д. трансформатора

$$G_{м1} = 62,4 \cdot 298 \cdot 1,96 \cdot 10^{-3} = 36,4\ г;$$

$$G_{м2} = 74,5 \cdot 655 \cdot 0,76 \cdot 10^{-3} = 37,0\ г;$$

$$G_{м} = 36,4 + 37,0 = 73,4\ г;$$

$$P_{м1} = 2,7 \cdot 3,60^2 \cdot 36,4 \cdot 10^{-3} = 1,30\ вт;\ P_{м2} = 2,7 \cdot 4,1^2 \cdot 37,0 \cdot 10^{-3} = 1,68\ вт;$$

$$P_{м} = 1,30 + 1,68 = 2,98\ вт;\ \eta = \frac{85,8 \cdot 100}{85,8 + 3,48 + 2,98} = 93\,\%.$$

30. По формулам (5-41) и (5-42) находим расчетный коэффициент A

$$H_1 = [34,2 + (47,5 - 10,8)] \cdot 10^{-3} = 0,079\ м;$$

$$A = \frac{5,6}{\sqrt[4]{0,079}} = 10,86.$$

31. По формуле (5-45) определяем поверхность охлаждения трансформатора

$$S_{охл.тр} = \pi\, 47,5 \left(34,2 + \frac{1}{2} \cdot 47,5\right) \cdot 10^{-4} = 86 \cdot 10^{-4}\ м^2.$$

32. Определяем абсолютную температуру окружающей среды $T_{о.с} = t_{о.с} + 273 = 50 + 273 = 323\ °К$; задаваясь поверхностным превышением температуры $\theta_п = 50\ °С$, находим $T = \theta_п + T_{о.с} = 50 + 323 = 373\ °К$.

33. Определяем коэффициент теплоотдачи α по формуле (5-48а)

$$\alpha = (4 \cdot 10,86 + 38) \cdot 10^{-3} \cdot 373 - (0,91 \cdot 10,86 + 5,6) = 14,9\ вт/м^2 \cdot °С.$$

34. Определяем тепловую проводимость σ по формуле (5-43)

$$\sigma = 14,9 \cdot 86 \cdot 10^{-4} = 0,128\ вт/°С.$$

35. Задаемся величиной β в формуле (5-50) равной единице. Это справедливо при малых типоразмерах трансформаторов (мощность менее 150 *ва*). Определяем поверхностное превышение температуры $\theta_п$ по формуле (5-49)

$$\theta_п = \frac{3,48 + 2,98}{0,128 - 0,004 \cdot 1 \cdot 2,98} = 56,5 \text{ °C}.$$

36. Так как 56,5 °C>50 °C, то переходим ко второму приближению, принимая $\theta_п$=56,5 °C:

$$T = 56,5 + 323 = 379,5 \text{ °K};$$

$$\alpha = (4 \cdot 10,86 + 38) \cdot 10^{-3} \cdot 379 \cdot 5 - (0,91 \cdot 10,86 + 5,6) = 14,5 \quad вт/(м^2 \cdot °C);$$

$$\sigma = 14,5 \cdot 86 \cdot 10^{-4} = 0,125 \ вт/°C;$$

$$\theta_п = \frac{3,48 + 2,98}{0,125 - 0,004 \cdot 1 \cdot 2,98} = 57,5 \text{ °C}.$$

На этом можно остановиться и принять $\theta_п$=57 °C.

Так как β=1, то $\theta_{ср}$=57 °C. Средняя по объему температура обмотки составит $t_{ср} = t_{о.с} + \theta_{ср} = 50 + 57 = 107$ °C, что допустимо при установке трансформатора на шасси, обеспечивающем дополнительный отвод тепла.

Пример 2. Провести тепловой расчет тороидального трансформатора по следующим данным:

$$P_2 = 300 \ ва; \ f = 400 \ гц; \ P_м = 5,43 \ вт; \ P_{ст} = 5,8 \ вт.$$

Размеры магнитопровода: D=64 *мм*; d=40 *мм*; h=40 *мм*;

Размеры трансформатора: $D_н$=76 *мм*; $d_в$=26,3 *мм*; H=54,7 *мм*; $S_{охл}$=221 *см*^{2}.

Данные обмотки — провод марки ПЭВ-2: $d_{из}$=1,23 *мм*; $d_{пр}$=1,12 *мм*.

Изоляция — микалентная бумага $h_{из.мс}$=0,02 *мм*.

Температура окружающей среды $t_{о.с}$=50 °C.

1. По формулам (5-41) и (5-42) находим коэффициент A

$$H_1 = [54,7 + 76 - 25,3] \cdot 10^{-3} = 0,105 \ м;$$

$$A = \frac{5,6}{\sqrt[4]{0,105}} = 9,8.$$

2. Определяем $T_{о.с}$=50+273=323 °K. Задаемся величиной $\theta_п$=50 °C. Определяем T=50+323=373 °K.

3. Пользуясь рис. 5-14 для $T_{о.с}$=323 и T=373 °K находим $\alpha_к/A$=0,63 и $\alpha_л$=8,5. По формуле (5-44) определяем α=0,63·9,8+8,5=14,7 $вт/(м^2 \cdot °C)$.

4. По формуле (5-43) σ=14,7·221·10^{-4}=0,325 *вт*/°C.

5. Задаемся величиной β=1,3 и по формуле (5-49) определяем

$$\theta'_п = \frac{5,43 + 5,8}{0,325 - 0,004 \cdot 1,3 \cdot 5,43} = 37,8 \text{ °C}.$$

6. Второе приближение ($\theta'_п$=37,8 °C)

$$T = 37,8 + 323 = 360,7 \text{ °K};$$

$$\alpha_к/A = 0,58; \ \alpha_л = 8; \ \alpha = 0,58 \cdot 9,8 + 8,0 = 13,7 \ вт/(м^2 \cdot °C);$$

$$\sigma=13{,}7\cdot 221\cdot 10^{-4}=0{,}303 \ вт/°C;$$

$$\theta''_п=\frac{5{,}43+5{,}8}{0{,}303-0{,}028}=41 \ °C.$$

7. Третье приближение ($\theta''_п=41$ °C)

$$T=41+323=364 \ °K;$$

$$\alpha_к/A=0{,}59; \quad \alpha_л=8{,}1; \quad \alpha=0{,}59\cdot 9{,}8+8{,}1=13{,}9 \ вт/(м^2\cdot °C);$$

$$\sigma=13{,}9\cdot 221\cdot 10^{-4}=0{,}313, \ вт/°C;$$

$$\theta'''_п=\frac{5{,}43+5{,}8}{0{,}313-0{,}028}=39{,}4 \ °C.$$

Так как полученное значение $\theta'''_п$ мало отличается от $\theta''_п$, расчет на этом можно закончить и принять $\theta_п$ 40 °C.

8. По формуле (5-52)

$$h_{пз.с}=0{,}25\cdot 1{,}23\left(1-0{,}5\sqrt{4-\left(\frac{1{,}12}{1{,}23}\right)^2}\right)=0{,}0338 \ мм.$$

Принимаем по табл. 5-11: $\lambda_{пз.пр}=2{,}3\cdot 10^{-3}$ $вт/(см\cdot °C)$; $\lambda_с=$ $=1{,}4\cdot 10^{-3}$ $вт/(см\cdot °C)$; $\lambda_{мс}=1{,}4\cdot 10^{-3}$ $вт/(см\cdot °C)$.

По формуле (5-51)

$$\lambda=\frac{(0{,}12+0{,}676+0{,}02)\,10^{-3}}{\frac{0{,}12}{2{,}3}+\frac{0{,}0676}{1{,}4}+\frac{0{,}02}{1{,}4}}\sqrt{\frac{1{,}12\cdot 2}{0{,}12}}=0{,}782\cdot 10^{-2} \ вт/см\cdot °C.$$

9. Определяем объем катушки трансформатора $V_к$ и радиус эквивалентной цилиндрической катушки по формулам (5-54)—(5-57)

$$a_к=\frac{1}{2}(4-2{,}54)=0{,}73 \ см;$$

$$a_п=-\frac{4+2{,}4}{2}+\frac{1}{2}\sqrt{(4+2{,}4)^2+4^2-2{,}54^2}=0{,}35 \ см;$$

$$V_к=\frac{\pi}{4}(4^2-2{,}54^2)\left[2\cdot 4+1{,}57\,(0{,}73+0{,}35)+\right.$$

$$\left.+2\sqrt{1{,}2^2+\frac{(0{,}73-0{,}35)}{4}}\right]=91{,}2 \ см^3;$$

$$r_к=\frac{1}{4}[7{,}6+6{,}4-4-2{,}53]=1{,}87 \ см.$$

10. Определяем максимальное ($\theta_{макс}$) и среднеобъемное ($\theta_{ср}$) превышение температуры обмотки по формулам (5-53) и (5-58)

$$\theta_{макс}=40+\frac{(5{,}43+5{,}8)\cdot 1{,}87^2}{4\cdot 91{,}2\cdot 0{,}782\cdot 10^2}=40+13{,}7=53{,}7 \ °C;$$

$$\theta_{ср}=40+13{,}7\cdot\frac{4}{6}=40+9{,}2=49{,}2 \ °C.$$

2) трансформаторы с рабочим напряжением (потенциалом) более 3,5 *кв* (рис. 6-1,*б* и *в*).

За рабочее напряжение обмотки принимается напряжение, приложенное к изоляции между соответствующей вторичной обмоткой и корпусом (экраном) или соседней обмоткой.

Рабочее напряжение высокопотенциальной обмотки определяется по формуле

$$U_{\text{р}} = U_2 + \frac{1}{k_{\text{п}}} U_{=}, \quad (6\text{-}1)$$

где U_2 — напряжение вторичной обмотки; $U_{=}$ — постоянный потенциал, приложенный к обмотке; $k_{\text{п}}$ — коэффициент приведения постоянного напряжения к действующему; при синусоидальном напряжении вторичной обмотки $k_{\text{п}} = \sqrt{2}$.

Рекомендуемые конфигурации ленточных магнитопроводов для различных величин рабочего напряжения приведены в табл. 6-1.

Для упрощения конструкции трансформатора рекомендуется при малых мощностях (до 10 *ва* при $f = 50$ *гц* и до 100 *ва* при $f = 400$ *гц*) и стержневом магнитопроводе располагать катушку на одном из его стержней.

Трансформаторы первой группы по своей конструкции мало отличаются от низковольтных трансформаторов (рис. 6-1,*а*), так как изоляционные расстояния при этих напряжениях ($U_{\text{р}} < 3{,}5$ *кв*) относительно невелики.

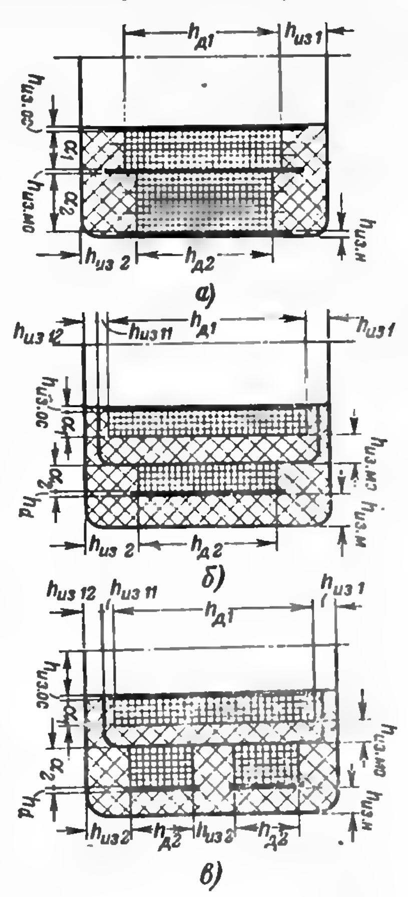


Рис. 6-1. Разрез катушки открытого высоковольтного трансформатора.

а — при рабочем напряжении до 3,5 *кв* (междуобмоточная изоляция — слоистый диэлектрик — бумагопропиточная изоляция); *б*, *в* — при рабочем напряжении свыше 3,5 *кв* (междуобмоточная изоляция — литой диэлектрик — компаунд), одногалетное и двухгалетное исполнения.

При определении основных размеров трансформаторов этой группы можно без существенной ошибки пользоваться выражением (5-2).

Трансформаторы второй группы ($U_р > 3{,}5$ *кв*) по своей конструкции значительно отличаются от низковольтных (рис. 6-1,*б*, *в*), в связи с чем в их расчете имеются существенные особенности.

Таблица 6-1

Конструкция ленточного магнитопровода	Частота тока, *гц*	Рабочее напряжение, *кв*		Мощность P_2, *ва*
		Высоковольтные трансформаторы	Высокопотенциальные трансформаторы	
Броневая типа ШЛ	50	До 10,0 До 20,0	До 15,0 До 20,0	До 100 До 50
Стержневая типа ПЛВ		До 5,0 До 15,0	До 10,0 До 30,0	До 100 До 50
Стержневая типа ПЛ		Свыше 5,0	Свыше 10,0	Свыше 100
Броневая типа ШЛ	400	До 10,0 До 20,0	До 15,0 До 20,0	До 600 До 300
Стержневая типа ПЛВ		До 5,0 До 15,0	До 10,0 До 30,0	До 500 До 300
Стержневая типа ПЛ		Свыше 5,0	Свыше 10,0	Свыше 500

Выражение (5-2) для определения $S_{ст}S_{ок}$ было выведено из предположения, что площади, занимаемые первичной и вторичными обмотками, одинаковы. Кроме того при выводе этого выражения не учитывалось падение напряжения во вторичной обмотке высоковольтного трансформатора (или соответственно в первичной обмотке высокопотенциального трансформатора).

Поэтому расчет высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов с рабочим напряжением более 3,5 *кв* с использованием выражения (5-2) приводит к существенным ошибкам.

Выведем выражение для определения основных размеров магнитопровода высоковольтных трансформаторов напряжением более 3,5 *кв*.

Пользуясь выражением (1-2) и учитывая, что

$$E_2 = U_2 (1 + \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}), \tag{6-2}$$

получаем:

$$U_2 = \frac{4,44 f B_{макс} S_{ст.акт} w_2 \cdot 10^{-4}}{1 + \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}}. \tag{6-3}$$

Используя выражения (1-43) и (6-3), определяем вторичную мощность, отдаваемую трансформатором в нагрузку:

$$P_2 = \frac{4,44 f B_{макс} S_{ст.акт} I_2 w_2 \cdot 10^{-4}}{1 + \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}}. \tag{6-4}$$

Из выражений (4-3) и (4-4) имеем:

$$I_2 w_2 = \delta_2 S_{м2}. \tag{6-5}$$

В связи с возрастанием реактивной мощности, потребляемой высоковольтным трансформатором из сети, сечение меди первичной обмотки превышает сечение меди вторичной обмотки трансформатора примерно в 1,25—1,5 раза.

Так как

$$S_{м1} + S_{м2} = S_{ок} k_{ок}, \tag{6-6}$$

то

$$S_{ок} k_{ок} = (2,25 \div 2,5) S_{м2}. \tag{6-7}$$

Подставляя выражения (6-5) и (6-7) в (6-4), получаем расчетную формулу для определения основных размеров высоковольтных трансформаторов с рабочим напряжением более 3,5 *кв*:

$$S_{ст} S_{ок} \approx \frac{P_2 (1 + \Delta U_2\% \cdot 10^{-2}) \cdot 10^2}{(1,8 - 2,0) f B_{макс} \delta_2 k_{ок} k_{ст}}. \tag{6-8}$$

Формулой (6-8) можно пользоваться для высоковольтных трансформаторов, выполненных на магнитопроводах типов ШЛ, ПЛ и ПЛВ, и для высокопотенциальных трансформаторов на магнитопроводах типа ПЛВ. При использовании сердечников типов ШЛ и ПЛ для высокопотенциальных трансформаторов следует вместо числового коэффициента 1,8—2,0 подставлять 0,6—0,8. Величины параметров, входящих в формулу (6-8), могут быть найдены из табл. 6-2—6-6.

Рекомендуемые величины магнитной индукции приведены в табл. 6-2.

Таблица 6-2

Конструкция магнитопровода	Частота тока, *гц*	Марка стали	Магнитная индукция $B_{макс}$, *тл*, при P_2, *ва*		
			до 10	10—150	150—300
Броневая и стержневая ленточная	50	Э310, Э320, Э330	1,45	1,5	1,5
Броневая пластинчатая		Э42, Э320	1,3	1,3—1,35	1,35
Броневая ленточная	400	Э340, Э350	1,4	1,4—1,3	1,3—1,2
Броневая пластинчатая		Э44, Э320	1,2	1,2—1,15	1,15—1,0
Стержневая ленточная		Э340, Э350	1,45	1,45—1,5	1,5—1,2

Продолжение табл. 6-2

Конструкция магнитопровода	Частота тока, *гц*	Марка стали	Магнитная индукция $B_{макс}$, *тл*, при P_2, *ва*			
			300—500	500—1 000	1 000—2 000	2 000—7 000
Броневая и стержневая ленточная	50	Э310, Э320, Э330	1,5	1,5	1,5	1,45
Броневая пластинчатая		Э42, Э320	1,35	1,35—1,2	—	—
Броневая ленточная	400	Э340, Э350	1,2—1,1	1,1—1,0	1,0—0,8	—
Броневая пластинчатая		Э44, Э320	1,0—0,8	0,8	0,8—0,65	—
Стержневая ленточная		Э340, Э350	1,2—1,05	1,05—0,9	0,9—0,7	0,7—0,6

При токах обмоток менее 30 *ма* сечение провода определяется лишь условием механической прочности. Допуская минимальный диаметр провода 0,1 *мм*, получаем следующее выражение для определения плотности тока в этом случае:

$$\delta \approx 0{,}13\, I, \ а/мм^2, \qquad (6\text{-}9)$$

где I — ток обмотки, *ма*.

Таблица 6-3

Конструкция магнитопровода	Рабочее напряжение, кв	Плотность тока δ, а/мм², при P_2, ва (f=50 гц)							
		до 10	10—50	50—150	150—300	300—500	500—1 000	1 000—2 000	2 000—4 000
Стержневая ленточная типа ПЛВ	До 3,5	4,4—2,7	3,5—2,7	2,7—2,6	2,6—2,4	2,4—2,2	2,2	—	—
	3,5—10	4,6—2,8	4,0—3,0	2,9—2,7	2,7—2,5	—	—	—	—
	10—30	5,6—2,9	4,5—3,0	3,0—2,8	—	—	—	—	—
Броневая ленточная типа ШЛ	До 3,5	5,1—4,4	4,4—3,9	3,9—3,2	3,2—3,0	3,0—2,8	2,8—2,5	2,5—2,3	—
	3,5—10	7,0—4,5	5,0—4,0	4,0—3,5	3,3—3,2	3,2—2,8	—	—	—
	10—30	7,5—5,0	5,5—4,5	—	—	—	—	—	—
Броневая пластинчатая типа Ш	До 3,5	4,5	4,5—3,3	3,3—3,0	3,0—2,8	2,8—2,5	2,5—2,0	2,0—1,8	—
	3,5—10	5,0—4,5	4,5—3,7	3,7—3,3	3,3—3,0	3,0—2,6	—	—	—
	10—30	5,5—4,5	5,0—4,2	—	—	—	—	—	—
Стержневая ленточная типа ПЛ	До 3,5	7,5—7,0	7,0—6,7	6,7—4,0	4,6—3,6	4,0—3,3	3,3—2,3	2,3—2,0	2,2—1,7
	3,5—10	7,7—7,2	7,3—6,6	7,0—4,5	5,0—3,8	4,5—3,3	3,5—2,4	3,0—2,0	2,1—1,7
	10—30	8,3—7,4	7,5—7,0	7,2—5,0	6,3—4,1	5,0—3,4	4,1—2,5	3,2—1,9	2,1—1,8

Таблица 6-4

Конструкция магнитопровода	Рабочее напряжение, *кв*	Плотность тока δ, $a/мм^2$ при P_2, *ва* (*f*=400 *гц*)								
		до 10	10—50	50—150	150—300	300—500	500—1 000	1 000—2 000	2 000—4 000	4 000—7 000
Стержневая ленточная типа ПЛВ	До 3,5	5,0—4,7	4,7—3,4	3,4—3,2	3,2—2,0	2,8—2,0	2,0—1,8	1,8—1,5	—	—
	3,5—10	5,2—4,7	5,0—3,5	4,0—3,3	3,5—2,1	2,2—2,1	—	—	—	—
	10—30	5,5—4,8	5,1—3,8	4,5—3,4	4,0—2,2	—	—	—	—	—
Броневая ленточная типа ШЛ	До 3,5	8,5—7,0	7,0—6,0	7,0—4,8	5,8—3,9	3,9—2,8	2,8—2,5	—	—	—
	3,5—10	8,7—7,2	7,2—6,0	7,0—5,0	5,9—4,1	—	—	—	—	—
	10—30	9,0—7,4	7,5—6,0	7,0—5,5	—	—	—	—	—	—
Броневая пластинчатая типа Ш	До 3,5	5,0—4,8	4,8—4,4	4,4—3,5	3,5—2,5	2,5—2,0	2,0—1,6	—	—	—
	3,5—10	5,2—4,8	4,9—4,4	4,4—3,6	3,8—2,7	—	—	—	—	—
	10—30	5,5—4,9	5,0—4,4	4,5—3,8	—	—	—	—	—	—
Стержневая ленточная типа ПЛ	До 3,5	7,5—7,0	7,0—6,5	6,5—6,0	6,0—4,7	4,7—3,7	3,7—3,3	3,3—2,7	2,7—2,0	2,0—1,7
	3,5—10	8,0—7,5	7,5—6,5	6,8—6,0	6,2—4,8	5,2—3,7	4,5—3,5	4,3—2,8	3,2—2,1	2,8—1,7
	10—30	9,0—8,0	8,0—6,5	7,0—6,0	6,4—4,9	6,4—3,8	5,7—3,7	5,0—3,0	4,4—2,3	3,5—1,8

Таблица 6-5

Конструкция магнитопровода	Частота тока, $гц$	Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ при $P_в$, $ва$ ($U_р=1\div3{,}5$ $кв$)			
		до 10	10—50	50—150	150—300
Броневая	50	0,1—0,145	0,10—0,20	0,155—0,21	0,18—0,22
Стержневая		0,09—0,13	0,09—0,14	0,10—0,19	0,13—0,19
Броневая	400	0,05—0,10	0,05—0,11	0,10—0,16	0,15—0,2
Стержневая		0,04—0,09	0,04—0,10	0,08—0,14	0,09—0,16

Продолжение табл. 6-5

Конструкция магнитопровода	Частота тока, $гц$	Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ при $P_в$, $ва$ ($U_р=1\div3{,}5$ $кв$)			
		300—500	500—1 000	1 000—2 000	2 000—7 000
Броневая	50	0,2—0,23	0,21—0,24	—	—
Стержневая		0,14—0,2	0,16—0,245	0,205—0,25	0,21—0,26
Броневая	400	0,16—0,21	0,18—0,22	0,18—0,23	—
Стержневая		0,11—0,18	0,12—0,19	0,14—0,21	0,16—0,26

Величины плотностей тока при токах более 30 *ма* определяются по табл. 6-3, 6-4. В табл. 6-3 приведены рекомендуемые величины δ для трансформаторов, работающих при частоте тока $f=50$ *гц*, а в табл. 6-4 — при $f=400$ *гц*.

В графах табл. 6-3, 6-4 наибольшая величина плотности тока соответствует наименьшей величине мощности данной графы при наибольшем рабочем напряжении в соответствующем диапазоне рабочих напряжений. Наименьшая величина δ соответствует наибольшей мощности при наименьшем рабочем напряжении в заданных диапазонах мощностей и напряжений. Промежуточные значения δ определяются путем линейной интерполяции.

Из табл. 6-3, 6-4 видно, что с увеличением рабочего напряжения уменьшается допустимая мощность трансформатора.

Ориентировочные величины коэффициентов заполнения окна медью $k_{ок}$ для трансформаторов с любой кон-

Частота тока, *гц*	Рабочее напряжение, *кв*	Падения напряжен		
		до 10	10—50	50—150
50	3,5—10 10—30	20—12 23—14	15—8 18—14	12—7 14—10
400	3,5—10 10—30	6,5—5,0 7,5—6,0	5,5—4,5 6,0—5,0	4,5—3,5 5,0—4,0

струкцией магнитопровода (типов ПЛВ, ШЛ, Ш, ПЛ) при рабочем напряжении от 1 до 3,5 *кв* приведены в табл. 6-5.

В графах табл. 6-5 наименьшая величина коэффициента заполнения окна медью $k_{ок}$ соответствует наименьшей величине мощности при рабочем напряжении, равном 3,5 *кв*.

Наибольшая величина $k_{ок}$ соответствует наибольшей величине мощности, указанной в каждой графе таблицы при рабочем напряжении, равном 1 *кв*.

При расчете стержневых трансформаторов с обмотками, расположенными на одном стержне, величину $k_{ок}$ следует выбирать такой же, как для трансформаторов броневой конструкции.

Как видно из табл. 6-5, в трансформаторах, работающих на частоте 400 *гц*, коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ меньше, чем в трансформаторах такой же мощности при частоте 50 *гц*. Это объясняется тем, что габариты трансформатора при частоте 400 *гц* меньше и изоляционные промежутки занимают относительно большую площадь. Если же сравнить величины $k_{ок}$ для трансформаторов на 400 и 50 *гц*, имеющих одинаковые типоразмеры магнитопроводов и работающих при одинаковых рабочих напряжениях, то величина $k_{ок}$ для трансформатора на 400 *гц* будет несколько больше вследствие большей мощности трансформатора и соответственно применения проводов больших сечений.

Коэффициент заполнения окна $k_{ок}$ для высоковольтных трансформаторов при рабочих напряжениях свыше 3,5 *кв* практически не зависит от мощности, а определяется в основном величиной его рабочего напряжения.

На рис. 6-2 приведена зависимость $k_{ок}=f(U_р)$ для трансформаторов с рабочим напряжением свыше 3,5 *кв*.

Таблица 6-6

ΔU_2, %, при P_2, ва				
150—300	300—500	500—1 000	1 000—2 000	2 000—7 000
7—4	5,0—3,5	4,0—3,0	3,5—2,5	—
10—6	6—4	5,0—3,5	4,0—3,0	—
4,0—3,0	3,5—2,5	3,0—2,0	2,5—1,5	2,0—1,0
4,5—3,5	4,0—3,0	3,5—2,5	3,0—2,0	2,5—1,5

и мощностью до 250 *ва* при частоте 50 *гц* и до 1 000 *ва* при частоте 400 *гц*.

Для трансформаторов с рабочим напряжением свыше 3,5 *кв* и мощностью более 250 *ва* при частоте 50 *гц* и более 1 000 *ва* при частоте 400 *гц* зависимость $k_{ок}=f(U_р)$ может быть выражена эмпирической формулой

$$k_{ок}=0{,}006(38-U_р), \qquad (6\text{-}10)$$

где $U_р$ — рабочее напряжение, *кв*.

Формула (6-10) справедлива при $U_р \leqslant 25$ *кв*.

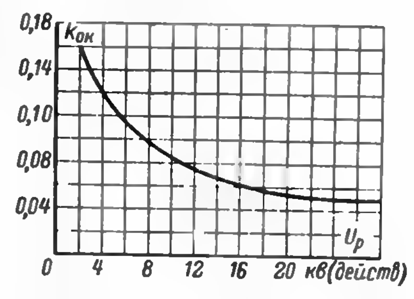


Рис. 6-2. Зависимость коэффициента заполнения окна медью ($k_{ок}$) от рабочего напряжения трансформаторов мощностью до 250 *ва* при $f=50$ *гц* и до 1 000 *ва* при $f=400$ *гц*.

Для предварительных расчетов трансформаторов величину падения напряжения $\Delta U_2\%$, входящую в формулу (6-8), можно выбирать из табл. 6-6.

В графах табл. 6-6 наибольшая величина падения напряжения соответствует наименьшей величине мощности при наибольшем рабочем напряжении в соответствующем диапазоне рабочих напряжений. Наименьшая величина падения напряжения $\Delta U_2\%$ соответствует наибольшей мощности при наименьшем рабочем напряжении в заданных диапазонах мощностей и напряжений.

При расчете стержневых трансформаторов с обмотками на одном стержне величины $\Delta U_2\%$ из табл. 6-6 следует увеличить на 10—20%.

Значениями ΔU_1 задаемся в соответствии с рекомендациями, приведенными в гл. 5.

Изоляционные расстояния в трансформаторах должны быть выбраны так, чтобы были обеспечены необходимые запасы электрической прочности изоляции при испытании трансформатора повышенным напряжением.

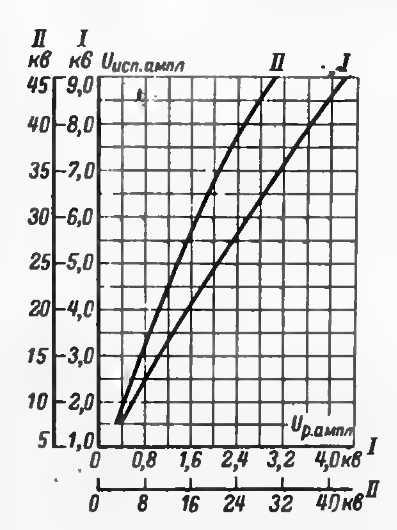


Рис. 6-3. Зависимость испытательного напряжения $U_{исп.ампл}$ от рабочего напряжения $U_{р.ампл}$ для трансформаторов, работающих в нормальных климатических условиях.

Величины повышенного испытательного и рабочего напряжения находятся в определенной зависимости $U_{исп}=f(U_р)$, приведенной на рис. 6-3.

Для определения величины испытательного напряжения по графику рис. 6-3 для высоковольтного трансформатора необходимо предварительно подсчитать амплитудное значение рабочего напряжения (для синусоидального напряжения $U_{р.макс}=\sqrt{2}U_р$). Для высокопотенциального трансформатора амплитудное значение рабочего напряжения складывается из рабочего потенциала, приложенного к обмотке, и амплитудного значения напряжения на зажимах самой обмотки. Для правильного определения запаса электрической прочности форма испытательного напряжения должна быть такой же, как и форма рабочего напряжения. В соответствии с этим высоковольтные трансформаторы следует испытывать переменным, а высокопотенциальные — постоянным или переменным напряжением (в зависимости от вида напряжения, приложенного ко вторичной обмотке). Графиком $U_{исп}=f(U_р)$ можно пользоваться для определения испытательного напряжения трансформаторов с максимальным рабочим напряжением, не превышающим 30 *кв*; испытательные напряжения для трансформаторов, рабо-

тающих при больших напряжениях, находят по формуле

$$U_{исп} = 1,5\, U_р. \tag{6-11}$$

При повышенной влажности испытательное напряжение должно быть уменьшено по сравнению с испытательным напряжением при нормальных условиях на 25—15% из-за увеличения поверхностной электропроводности и уменьшения объемного электросопротивления изоляции, т. е.

$$(U_{исп})_в = (0,75 \div 0,85)\, U_{исп}. \tag{6-12}$$

Для того чтобы при испытании повышенным напряжением изоляция обмотки не повреждалась, необходимо, чтобы напряжение, при котором начинается электрический разряд по поверхности изоляции от провода к сердечнику (напряжение перекрытия), было больше испытательного напряжения в 1,5—2 раза.

Такой же запас необходим и для пробивного напряжения, т. е. напряжения, при котором происходит пробой изоляции, расположенной между обмоткой и сердечником или между двумя соседними обмотками. Указанные выше напряжения определяются по формуле

$$U_{пер} = U_{пр} = (1,5 \div 2,0)\, U_{исп}. \tag{6-13}$$

После того как найдены величины напряжения перекрытия и пробивного напряжения, по табл. 6-7 и 6-8 находят основные изоляционные расстояния.

В табл. 6-8 приведены величины пробивных напряжений на 1 *мм* длины изоляционного слоя для некоторых

Таблица 6-7

$U_{пер}$, *кв*(действ)	5	6	7	8	9	10
$h_{изг}$, *мм*	2,6	3,7	5,0	6,4	7,8	9,2

Продолжение табл. 6-7

$U_{пер}$, *кв*(действ)	11	12	13	14	15
$h_{изг}$, *мм*	11,0	12,8	14,8	17,0	19,7

Таблица 6-8

Наименование изоляционного материала	Марка	Номер ГОСТ, ТУ	Электрическая прочность $E_{пр(действ)}$, *кв/мм*	
			при нормальной температуре	при повышенной температуре
Стеклолента изоляционная липкая	ЛСКЛ	ГОСТ 10156-66	Среднее пробивное напряжение при толщине 0,12 *мм* $U_{пр}$=0,6 *кв*, при толщине 0,15 *мм* $U_{пр}$=0,75 *кв*	—
Стеклолакоткань эскапоновая	ЛСЭ	ГОСТ 10156-66	Среднее пробивное напряжение при толщине: 0,13 *мм*—4 *кв* 0,15 *мм*—5,5 *кв* 0,17 *мм*—6 *кв* 0,20 *мм*—7 *кв* 0,24 *мм*—8 *кв*	При t=+130 °С: 0,13 *мм*—2 *кв* 0,15 *мм*—2,5 *кв* 0,17 *мм*—3,0 *кв* 0,20 *мм*—3,5 *кв* 0,24 *мм*—4,0 *кв*
Лакоткань электроизоляционная шелковая светлая	ЛШС	ГОСТ 2214-66	Пробивное напряжение при толщине: 0,08 *мм*—1,0 *кв* 0,10 *мм*—1,5 *кв* 0,12 *мм*—2,0 *кв* 0,15 *мм*—2,5 *кв*	При t=+105 °С: 0,08 *мм*—1,0 *кв* 0,10 *мм*—1,5 *кв* 0,12 *мм*—2,0 *кв* 0,15 *мм*—2,5 *кв*
Пленка электроизоляционная	ПЭТФ	МРТУ6 № 11-30-65	120 *кв/мм*	50 (t=+150 °С) *кв/мм*
Пленка из фторопласта-4 электроизоляционная	Ф-4ЭО	ГОСТ 12508-67	100 *кв/мм* (постоянного тока)	—

Наименование изоляционного материала	Марка	Номер ГОСТ, ТУ	Электрическая прочность $E_{пр(действ)}$, *кв/мм*	
			при нормальной температуре	при повышенной температуре
Материал прессовочный	АГ-4	ГОСТ 10087-62	13	—
Стеклотекстолит	СТК	ТУ 35-ЭП-270-64	10 (перпендикулярно слоям для листов толщиной до 3 *мм*)	—
Лента изоляционная из фторопласта-4	Ориентированная	МРТУ 6-05-1285-70	60 *кв/мм* (постоянного тока)	—
Бумага кабельная	К-080, К-120, К-170	ГОСТ 645-67	Не указано	—
Бумага электроизоляционная пропиточная	ЭИП-63Б, ЭИП-50	ГОСТ 3441-63	5,0	—
Бумага электроизоляционная намоточная	ЭН-50, ЭН-70	ГОСТ 1931-64	8,0	—
Бумага конденсаторная	КОН-1	ГОСТ 1908-66	Пробивное напряжение при толщине: 0,008 *мм*—0,32 *кв* 0,010 *мм*—0,35 *кв* 0,012 *мм*—0,39 *кв* 0,015 *мм*—0,43 *кв* 0,030 *мм*—0,59 *кв*	—

Продолжение табл. 6-8

Наименование изоляционного материала	Марка	Номер ГОСТ, ТУ	Электрическая прочность $E_{пр(действ)}$, *кв/мм*	
			при нормальной температуре	при повышенной температуре
Кремнийорганический лак	К-47	МРТУ 6-02-287-64	60	30 (t=+200 °С)
Электроизоляционный кремнийорганический лак	К-57	МРТУ 6-02-318-64	50	25 (t=+200 °С)
Лак электроизоляционный пропиточный	ФЛ-98	ГОСТ 12294-66	70	40 (t=+130 °С)
Компаунд пропиточный	КГМС-1	ВТУ МЭП ОАА.504.010-53	При толщине образцов 0,8—1,0 *мм* не менее 18,0	—
Компаунд термореактивный (заливочный)	МБК-1	ТУ № 6-16-1344-69	При толщине образцов 1—3 *мм* не менее 12,0	—
Эпоксидный пропиточный компаунд	ЭПК-4	НО.014.000	20	16 (t=+150 °С)
Эпоксидный заливочный компаунд	ЭЗК-9, ЭЗК-10	НО.014.000	15,6 25,0	12 (t=+150 °С) 18 (t=+150 °С)
Фторопласт-4	А	ГОСТ 10007-62	40	—
Гетинакс электротехнический листовой	I, II	ГОСТ 2718-66	Перпендикулярно слоям при толщине листов: до 1 *мм*—20 *кв/мм* до 2 *мм*—16 *кв/мм* до 3 *мм*—12 *кв/мм* Параллельно слоям для листов толщиной от 8 *мм* и более 15 *кв/мм*	—

изоляционных материалов, нашедших наибольшее применение в высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторах малой мощности. При пользовании табл. 6-8 следует иметь в виду, что приведенные в ней средние данные относятся к толщинам изоляции порядка 1 *мм*. При увеличении толщины изоляционного слоя пробивной градиент несколько падает, а при ее уменьшении — увеличивается. Последнее объясняется тем, что при меньшей толщине изоляционного слоя изоляция более однородна, т. е. содержит меньшее количество воздушных включений, снижающих ее пробивную прочность.

Величины изоляционных расстояний могут быть найдены из выражения.

$$h_{из}=\frac{U_{пр}}{E_{пр}}, \quad мм. \tag{6-14}$$

В высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторах применяются различные изоляционные материалы, которые в совокупности образуют систему изоляции трансформаторов. Выбор системы изоляции в основном определяет конструкцию, габариты и, главное, надежность трансформаторов.

В настоящее время широкое применение в качестве пропиточных и заливочных изоляционных материалов получили эпоксидные компаунды.

Эпоксидные компаунды обладают не только высокими электроизоляционными свойствами, но и высокими конструкционными и герметизирующими свойствами. Поэтому в высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторах могут быть залиты не только катушки, но и катушки вместе с магнитопроводом в виде монолитного устройства.

Следует заметить, что при использовании эпоксидных компаундов не следует одновременно применять лакоткани, линоксиновые и хлорвиниловые трубки, фибру.

Минимальная толщина залитого компаунда — 2 *мм*.

При расчете изоляционных расстояний в трансформаторе с бумажнопропиточной изоляцией, состоящей из изоляционной бумаги марки ИП-63-0,11 и эпоксидного пропиточного компаунда марки ЭПК-4 (при рабочем напряжении $U_р \leqslant 3,5$ *кв* рекомендуемая конструкция катушки приведена на рис. 6-1,*а*), можно воспользоваться следующими эмпирическими формулами.

Число слоев пропиточной бумаги в зависимости от рабочего напряжения и мощности вторичных обмоток можно определить по эмпирической формуле

$$n_{бум}=4,6(U_р+1,5P_2), \qquad (6\text{-}15)$$

где $U_р$ — рабочее напряжение, *кв*; P_2 — суммарная мощность вторичных обмоток, *ква*.

Найденное по формуле (6-15) число слоев бумаги используется как для междуобмоточной (или для изоляции между экраном и вторичной обмоткой), так и для наружной изоляции.

При наличии экрана его следует изолировать от первичной обмотки бумагой, число слоев которой можно примерно принимать равным

$$n_{э_1}=\frac{n_{бум}}{3}. \qquad (6\text{-}16)$$

Расстояние от вторичной обмотки до торца катушки (компаунда) может быть определено по эмпирической формуле

$$h_{из2}=2,6(U_р+1,3P_2),\ мм, \qquad (6\text{-}17)$$

где $U_р$ — рабочее напряжение, *кв*; P_2 — суммарная мощность вторичных обмоток, *ква*.

Величина $h_{из2}$ по условиям механической прочности должна быть не менее 3 *мм*.

Расстояние от первичной обмотки до торца катушки (компаунда) можно принимать равным

$$h_{из1}\approx\frac{1}{2}h_{из2},\ мм, \qquad (6\text{-}18)$$

но не менее 3 *мм*.

Ширина пропиточной бумаги в качестве поверхностной изоляции вторичной обмотки должна быть на 6—8 *мм* больше ширины намотки вторичной обмотки (т. е. бумажная изоляция должна выступать на 3—4 *мм* с каждой стороны обмотки).

При рабочем напряжении $U_р>3,5$ *кв* рекомендуется литая изоляция (эпоксидный заливочный компаунд). Рекомендуемые конструкции катушки приведены на рис. 6-1,*б*, *в*.

Ширина намотки должна выбираться такой, чтобы напряжение, приходящееся на один слой, не превышало

допустимого рабочего напряжения изоляции обмоточного провода $U_{\text{провода доп}}$, т. е. чтобы выполнялось неравенство

$$\frac{U_2}{w_2} w_{c2} < U_{\text{провода доп}}, \tag{6-19}$$

где w_{c2} — число витков в слое вторичной обмотки.

Напряжение большей величины допускать не следует, так как всегда возможно перехлестывание крайних витков двух соседних слоев, что при повреждении изоляции одного из проводов может привести к замыканию между ними. Если высота окна магнитопровода такова, что напряжение, приходящееся на один слой, более $U_{\text{провода доп}}$ (например, более 250 *в* для провода ПЭВ-2), то следует разделить обмотку высокого напряжения на несколько соединенных последовательно частей (примером может служить двухгалетная катушка, изображенная на рис. 6-1,*в*).

Толщины междуобмоточной $h_{\text{из.мо}}$ и наружной $h_{\text{из.н}}$ изоляции заливочного компаунда в зависимости от рабочего напряжения и мощности вторичных обмоток трансформатора ориентировочно могут быть определены по эмпирической формуле

$$h_{\text{из.мо}} = h_{\text{из.н}} = 0{,}45((U_\text{р} + 1{,}3 P_2), \text{ мм}, \tag{6-20}$$

где $U_\text{р}$ — рабочее напряжение, *кв*; P_2 — мощность вторичных обмоток, *ква*.

При наличии экрана вместо $h_{\text{из.мо}}$ определяется $h_{\text{из.э2}}$ (т. е. толщина изоляции между экраном и вторичной обмоткой). Экран изолируется от первичной обмотки изоляционной пропиточной бумагой ИП-63-0,11; при определении числа слоев бумаги можно принять, что на 1 *мм* толщины изоляции $h_{\text{из.э2}}$ приходится один слой бумаги (например, если $h_{\text{из.э2}} = 4$ *мм*, то $h_{\text{из.э1}} = 4$ слоя бумаги).

Толщина литой изоляции не должна быть менее 3 *мм*.

Расстояние от вторичной обмотки до торца катушки (компаунда) может быть определено по формуле

$$h_{\text{из2}} = (1{,}5 \div 1{,}8) h_{\text{из.мо}}, \text{ мм} \tag{6-21}$$

(при наличии экрана вместо $h_{\text{из.мо}}$ должно быть $h_{\text{из.э2}}$).

Расстояние от междуслоевой изоляции первичной обмотки до торца катушки после первичной заливки $h_{\text{из1}}$ и расстояние от торцевой поверхности катушки первич-

ной заливки до торцовой поверхности катушки после вторичной заливки $h_{из12}$ можно принять одинаковыми и равными половине толщины междуобмоточной изоляции, т. е.

$$h_{из11} = h_{из12} = \frac{1}{2} h_{из.мо}, \text{ мм}, \qquad (6\text{-}22а)$$

но не менее 2 *мм* (при наличии экрана вместо $h_{из.мо}$ должно быть $h_{из.э2}$).

Расстояние от первичной обмотки до торца катушки (компаунда) определяется по формуле

$$h_{пз1} = h_{из11} + h_{из12} = h_{из.мо}, \text{ мм}. \qquad (6\text{-}22б)$$

Перед заливкой вторичной обмотки поверх ее кладут демпферную изоляцию из нескольких (4—8) слоев пропиточной бумаги ИП-63-0,11. Ориентировочно можно считать, что на каждый миллиметр толщины литой изоляции приходится один слой изоляционной бумаги (например, если $h_{из.и} = 4$ *мм*, то $h_д = 4$ слоя бумаги).

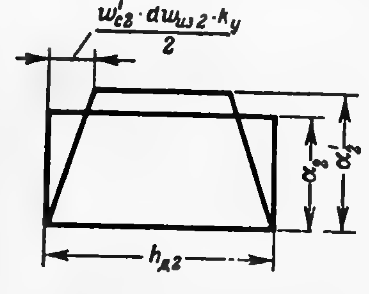


Рис. 6-4. К конструктивному расчету высоковольтного трансформатора с трапецеидальным расположением обмоток.

Следует отметить, что при конструктивном расчете высоковольтной обмотки число витков в каждом последующем слое должно быть несколько меньше числа витков в предыдущем слое для того, чтобы избежать завалов витков по краям намотки. В этом случае общее число слоев обмотки увеличивается.

Далее приведена приближенная формула для определения числа слоев обмотки в этом случае с учетом того, что площадь прямоугольного сечения обмотки равна площади трапецеидального сечения (рис. 6-4):

$$N'_2 \approx \frac{h_{д2}}{w'_{c2} d_{из2} k_y} - \sqrt{\left(\frac{h_{д2}}{w'_{c2} d_{из2} k_y}\right)^2 - \frac{2\alpha_2}{(d_{из2} k_y + \Delta_{из})} \frac{h_{д2}}{w'_{c2} d_{из2} k_y}}, \qquad (6\text{-}23)$$

где N'_2 — число слоев обмотки при трапецеидальной намотке; w'_{c2} — число витков, на которое уменьшается

каждый слой обмотки ($w'_{c2}<h_{д2}/2\alpha_2$); α_2 — радиальный размер вторичной обмотки при обычной намотке (число витков в каждом слое одинаково); $\Delta_{из}$ — толщина междуслоевой изоляции.

Уменьшение осевого размера высоковольтной обмотки по сравнению с обмоткой низкого напряжения приводит к увеличению потока рассеяния и как следствие этого к увеличению падения напряжения в трансформаторе.

В этом случае полное реактивное сопротивление трансформатора определяется по формуле (5-22).

В высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторах под влиянием высоких напряжений возникают добавочные потери в изоляции — диэлектрические и ионизационные потери и потери сквозной проводимости, увеличивающие нагрев обмотки. Чем меньше мощность трансформатора, больше рабочее напряжение и выше частота, тем больше эти добавочные потери и, следовательно, больше нагрев катушки. При $U_р>10$ *кв* резко возрастают требования к качеству изготовления изоляции.

Диэлектрические потери зависят от диэлектрической проницаемости изоляционного материала, тангенса угла диэлектрических потерь, объема активной части изоляции, частоты и величины приложенного напряжения.

Ионизационные потери зависят от количества, размеров и содержания газовых включений, а также от приложенного напряжения и частоты. Параметры, характеризующие газовые включения и соответственно ионизационные потери, заранее неизвестны, и поэтому суммарные ионизационные потери можно рассчитать только приближенно, по статистическим законам.

Потери сквозной проводимости (потери в сопротивлениях утечки) зависят от объемного сопротивления изоляции, величины приложенного напряжения и температуры обмотки. В работе [Л. 31] показано, что при температуре изоляции меньшей +130°С потерями сквозной проводимости можно пренебречь.

Практически необходимо учитывать диэлектрические потери в изоляции высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов, работающих на переменном токе (изоляция находится в переменном электрическом поле).

Эти потери начинают сказываться при температурах нагрева трансформатора, равных 120—135°С, и рабочем напряжении не менее 10 *кв*. В табл. 6-9 приведены гра-

Таблица 6-9

Тип трансформатора	Частота тока, *гц*	Мощность не более, *ва*	Рабочее напряжение не менее, *кв*
Высоковольтный, высокопотенциальный	50	40	20
Высоковольтный	400	40	10
Высокопотенциальный	400	30	10
		160	20
		350	20

ничные условия, при превышении которых следует учитывать дополнительные потери в диэлектрике.

Потери в диэлектрике от переменного электрического поля определяются по формуле

$$P_{д\sim} = U_р^2 2\pi f C_к \operatorname{tg} \delta, \ вт, \qquad (6\text{-}24)$$

где $U_р$ — рабочее напряжение, *в*; $C_к$ — емкость высоковольтной катушки; $\operatorname{tg}\delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь; для обычных эпоксидных компаундов зависимость $\operatorname{tg}\delta$ от температуры и частоты приведена в табл. 6-10.

Таблица 6-10

Вид изоляционного материала	Частота тока, *гц*	Значения tgδ при температуре, °С					
		20—80	90	100	110	120	130
Литая изоляция (эпоксидные компаунды)	50	0,008	0,01	0,013	0,02	0,032	0,055
	400	0,01	0,015	0,02	0,03	0,045	0,065
Бумагопропиточная (пропитка эпоксидным компаундом)	400	0,02—0,035	0,04	0,055	0,07	0,10	0,155

Емкость высоковольтной катушки определяется по формуле

$$C_к = \left(0{,}565 \frac{\varepsilon h_{к2}}{\ln \frac{r_2}{r_1}} + 0{,}16 \frac{\varepsilon b h_{к2}}{h_{из.к}}\right) 10^{-12}, \ ф, \qquad (6\text{-}25)$$

где

$$r_1 = \frac{1}{2} a_к + a_1 + h_{из.э1}, \quad мм;$$

$$r_2 = r_1 + h_{из.э2}, \quad мм;$$

ε — диэлектрическая проницаемость изоляционного материала; для эпоксидных компаундов $\varepsilon = 5 \div 6$.

Потери, возникающие в диэлектрике под воздействием постоянного потенциала, определяются по формуле

$$P_{д=} = \frac{U_=^2}{R_{из}}, \quad вт, \tag{6-26}$$

где $R_{из}$ — сопротивление изоляционного промежутка, определяемое по формуле (6-27); $U_=$ — постоянный потенциал, *в*.

Сопротивление изоляционного промежутка определяется по формуле

$$R_{из} = \rho_{из} \frac{\ln \frac{r_2}{r_1}}{2\pi h_{кз}}, \tag{6-27}$$

где $\rho_{из}$ — удельное объемное электрическое сопротивление изоляции, *ом·см*. Для обычных эпоксидных компаундов зависимость $\rho_{из}$ от температуры приведена в табл. 6-11; значения r_1, r_2 берутся такими же, как в формуле (6-25).

Таблица 6-11

Вид изоляционного материала	Удельное объемное сопротивление ($\rho_{из}$), *ом·см*, при температуре, °C					
	20—80	90	100	110	120	130
Литая изоляция (эпоксидные компаунды)	10^{17} 10^{14}	$4 \cdot 10^{13}$	$7 \cdot 10^{12}$	10^{12}	$3 \cdot 10^{11}$	$2{,}5 \cdot 10^{10}$
Бумагопропиточная (пропитка эпоксидным компаундом)	$7 \cdot 10^{16}$ $7 \cdot 10^{13}$	10^{13}	$5 \cdot 10^{12}$	$8 \cdot 10^{11}$	10^{11}	10^{10}

Полные потери в диэлектрике равны

$$P_д = P_{д\sim} + P_{д=}, \quad вт. \tag{6-28}$$

суммарные потери в катушке равны

$$P_к = P_м + P_д, \quad вт. \tag{6-29}$$

Среднеобъемное превышение температуры обмоток высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов проверяется по формуле

$$\theta_{ср} = k_1 \left(P_к k_4 - \frac{P_к k_1 - P_{ст} k_2}{k_3} \right), \ ^\circ C, \qquad (6\text{-}30)$$

где k_1, k_2, k_3 — расчетные коэффициенты; их значения приведены в табл. 6-12—6-14 для различных магнитопроводов; k_4 — коэффициент, учитывающий расположение катушек на стержнях: $k_4 = 1$ при расположении катушек на одном стержне и $k_4 = 0{,}5$ — при расположении на двух стержнях; $P_к$ — потери в катушке, определяемые по формуле (6-29), *вт*; $P_{ст}$ — потери в стали, *вт*.

Таблица 6-12

Магнитопровод	Расчетные коэффициенты			Магнитопровод	Расчетные коэффициенты		
	k_1	k_2	k_3		k_1	k_2	k_3
ШЛ12×12,5	18,66	21,43	56,56	ШЛ20×20	7,085	8,20	23,45
ШЛ12×16	18,53	21,43	50,52	25	7,030	7,110	21,38
ШЛ12×20	18,45	15,82	46,82	×32	6,960	5,980	19,18
ШЛ12×25	18,34	13,47	42,65	×40	6,893	5,085	17,37
ШЛ16×16	10,80	12,45	34,25	ШЛ25×25	5,420	5,430	17,03
ШЛ16×20	10,72	10,81	31,27	×32	5,300	4,614	15,30
ШЛ16×25	10,64	9,30	28,47	×40	5,150	3,955	13,83
ШЛ16×32	10,55	7,77	25,58	×50	4,960	2,850	11,40

Таблица 6-13

Магнитопровод	Расчетные коэффициенты			Магнитопровод	Расчетные коэффициенты		
	k_1	k_2	k_3		k_1	k_2	k_3
ПЛ16×32-40	10,42	21,11	38,6	ПЛ25×50-100	3,035	8,64	14,0
ПЛ16×32-50	8,913	21,00	35,7	ПЛ25×50-120	2,626	8,58	13,0
ПЛ16×32-65	7,303	20,87	32,6	ПЛ32×64-80	2,791	5,58	10,7
ПЛ16×32-80	6,112	20,77	30,5	ПЛ32×64-100	2,510	5,52	9,8
ПЛ20×40-50	6,638	13,48	23,6	ПЛ32×64-130	2,150	5,46	8,9
ПЛ20×40-60	6,150	13,41	22,1	ПЛ32×64-160	1,880	5,40	8,0
ПЛ20×40-80	5,150	13,30	20,7	ПЛ40×80-100	1,850	3,59	7,0
ПЛ20×40-100	4,550	13,21	19,0	ПЛ40×80-120	1,720	3,56	6,4
ПЛ25×50-65	4,253	8,77	16,0	ПЛ40×80-160	1,450	3,51	5,5
ПЛ25×50-80	3,618	8,71	15,0	ПЛ40×80-200	1,260	3,46	5,2

Таблица 6-14

Магнитопровод	Расчетные коэффициенты		
	k_1	k_2	k_3
ПЛВ8×8	10,00	31,70	58,10
ПЛВ8×10	9,77	28,70	53,10
ПЛВ8×12,5	9,54	25,70	48,00
ПЛВ8×16	9,32	22,70	43,17
ПЛВ10×10	6,67	20,50	39,10
ПЛВ10×12,5	6,51	18,55	35,80
ПЛВ10×16	6,35	16,60	32,50
ПЛВ10×20	6,20	14,65	29,00

Продолжение табл. 6-14

Магнитопровод	Расчетные коэффициенты		
	k_1	k_2	k_3
ПЛВ12,5×12,5	4,50	13,30	26,50
ПЛВ12,5×16	4,39	12,0	24,20
ПЛВ12,5×20	4,28	10,70	21,90
ПЛВ12,5×25	4,17	9,44	19,60
ПЛВ16×16	2,91	8,30	17,46
ПЛВ16×20	2,84	7,50	15,80
ПЛВ16×25	2,77	6,60	14,14
ПЛВ16×32	2,70	5,85	12,84

Если превышение температуры $\theta_{ср}$, рассчитанное по формуле (6-30), меньше заданного, то выбор магнитопровода и расчет трансформатора произведены правильно. Если превышение температуры больше заданной величины, то следует перейти к большему типоразмеру магнитопровода и повторить расчет.

Пример. Необходимо рассчитать накальный высокопотенциальный трансформатор по следующим данным:

напряжение питающей сети $U_1=220$ *в*; частота тока сети $f=400$ *гц*; напряжение вторичной обмотки $U_2=12{,}6$ *в*; потенциал, приложенный к вторичной обмотке, $U_{=}=30$ *кв*; ток вторичной обмотки $I_2=6$ *а*; температура окружающей среды $t_{о.с}=+70$ °С; допустимое среднеобъемное превышение температуры $\theta_{ср}\leqslant 50$ °С; режим работы — непрерывный; нагрузка активная, $\cos\varphi_н=1$.

1. Определяем мощность вторичной обмотки

$$P_2=12{,}6\cdot 6=75{,}6 \text{ ва}.$$

2. По формуле (6-1) определяем рабочее напряжение вторичной обмотки

$$U_р = 12,6 + \frac{30\,000}{\sqrt{2}} \approx 21\,200 \text{ в}.$$

3. В соответствии с рекомендациями, приведенными в табл. 6-1, выбираем конфигурацию магнитопровода типа ПЛВ.

4. Находим ориентировочные величины

$$\Delta U_2 = 5{,}0\% \text{ из табл. 6-6; } B_{макс} = 1{,}5 \text{ тл из табл. 6-2;}$$

$$\delta = 4{,}5 \text{ а/мм}^2 \text{ из табл. 6-4; } k_{ок} = 0{,}053 \text{ по кривой рис. 6-2;}$$

$$k_{ст} = 0{,}9 \text{ (толщина ленты 0,15 мм).}$$

5. По формуле (6-8) находим

$$S_{ст}S_{ок} = \frac{75{,}6\,(1 + 5 \cdot 10^{-2}) \cdot 10^2}{(1{,}8 \div 2{,}0) \cdot 400 \cdot 1{,}5 \cdot 4{,}5 \cdot 0{,}053 \cdot 0{,}9} = 30{,}7 \div 34{,}1 \text{ см}^4.$$

6. В табл. П2-6 выбираем магнитопровод ПЛВ12,5×12,5—62,5, у которого $S_{ст}S_{ок} = 30{,}3$ *см*^{4}; $l_{ст} = 22{,}6$ *см*; $S_{ст} = 1{,}56$ *см*^{2}; $G_{ст} = 0{,}243$ *кг*.

В соответствии с рекомендациями, приведенными в гл. 1, выбираем ленточную сталь марки Э340 толщиной ленты 0,15 *мм*.

7. По формулам и кривым, приведенным в гл. 1 и 5, находим значения $P_{ст} = 10{,}2$ *вт*; $I_1 = 0{,}46$ *а*; $w_1 = 560$ витков; $w_2 = 35$ витков и выбираем провода ПЭВ-2 $d_{из1} = 0{,}44$ *мм*; $d_{из2} = 1{,}41$ *мм*.

8. По графикам рис. 2-25 и 6-3 определяем испытательные напряжения обмоток в нормальных условиях

$$U_{р.макс1} = \sqrt{2} \cdot 220 = 312 \text{ в; } U_{исп.макс1} = 1{,}35 \text{ кв;}$$

$$U_{исп.действ1} = 955 \text{ в; } U_{р.макс2} = \sqrt{2} \cdot 12{,}6 + 30\,000 \approx 30\,000 \text{ в;}$$

$$U_{исп.макс2} = 45 \text{ кв; } U_{исп.действ2} = \frac{45}{\sqrt{2}} = 32 \text{ кв}.$$

9. По формуле (6-13) определяем пробивное напряжение вторичной обмотки (действующее значение, частота 50 *гц*)

$$U_{пр2} = 2 \cdot 32 = 64 \text{ кв}.$$

10. Конструктивно первичную и вторичную обмотки выполняем с изоляцией из литого диэлектрика — эпоксидного заливочного компаунда ЭЗК-10 (рис. 6-5,*б*); обе обмотки размещаем на одном стержне.

После намотки и пропитки первичная обмотка заливается компаундом в специальной форме так, чтобы обмотка по наружной поверхности была покрыта изоляцией требуемой толщины.

Поверх слоя заливочного компаунда первичной заливки наматывается вторичная обмотка. Затем производится пропитка и заливка вторичной обмотки и дальнейшая сборка трансформатора.

По формуле (6-20) определяем толщину изоляции вторичной обмотки относительно первичной обмотки и толщину поверхностной изоляции

$$h_{из.мо}=h_{из.н}=0,45(21,2+ +1,3\cdot 0,0756)=9,6\ мм;$$

принимаем $h_{из.мо}=h_{из.н}= =10\ мм$.

11. Находим расстояние от вторичной обмотки до торца катушки (компаунда) по формуле (6-21)

$$h_{из2}=1,5\cdot 10=15\ мм.$$

12. Определяем расстояние от первичной обмотки до торца катушки (компаунда) по формуле (6-22а)

$$h_{из1}=h_{из.мо}=10\ мм.$$

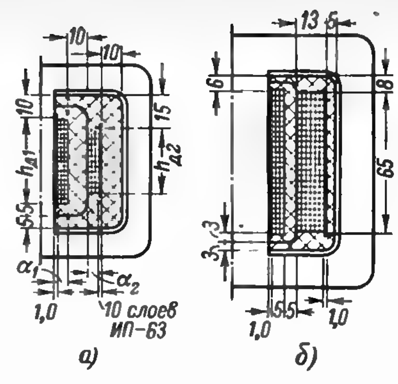


Рис. 6-5. Конструкция катушки.

а — к примеру расчета высокопотенциального трансформатора (потенциал, приложенный к вторичной обмотке $U_{=}=30$ *кв*); *б* — к примеру расчета высоковольтного трансформатора [$U_2= =8$ *кв* (действ.)].

13. Определяем осевую длину обмотки по формуле (2-4) и в соответствии с рекомендациями, приведенными ранее

$$h_{д1}=62,5-2\cdot 1-2\cdot 10=40,5\ мм;$$

$$h_{д2}=62,5-2\cdot 1-2\cdot 15=30,5\ мм.$$

14. Определяем число слоев каждой обмотки по формулам (2-6) и (2-7)

$$N_1=7\ слоев;\ N_2=2\ слоя.$$

15. Определяем радиальные размеры каждой обмотки по формуле (2-8). В качестве междуслоевой изоляции первичной и вторичной обмоток выбираем кабельную бумагу толщиной 0,12 *мм* (один слой)

$$\alpha_1=1,3\cdot 7\cdot 0,44+(7-1)\cdot 0,12=4,72\ мм;$$

$$\alpha_2=1,15\cdot 2\cdot 1,41+(2-1)\cdot 0,12=3,36\ мм.$$

16. Толщину гильзы первичной обмотки принимаем равной 1 *мм* (из кабельной бумаги К120). Поверх вторичной обмотки (перед ее заливкой) наматываем демпферную изоляцию из пропиточной бумаги; число слоев бумаги берем равным 10 в соответствии с приведенными выше рекомендациями.

17. Определяем радиальные размеры катушки

$$\alpha=1+4,72+10+3,36+10\cdot 0,11+10=30,2\ мм;$$

зазор в окне 31—30,2=0,8 *мм*, что допустимо.

18. Определяем активное сопротивление обмоток трансформатора по формулам (2-10)—(2-15) и (5-15) при $t_{пр}=70+50=120\ ^\circ C$

$$r_1=9,25\ ом;\ r_2=0,106\ ом.$$

Полное активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке, определяем по формуле (5-16)

$$r_{тр} = 0,106 + 9,25\left(\frac{35}{560}\right)^2 = 0,142 \text{ ом}.$$

19. Определяем активные падения напряжения в обмотках

$$\Delta U_{a1} = 0,46 \cdot 9,25 = 4,25 \text{ в}; \ \Delta U_{a1}\% = \frac{4,25}{220} \cdot 100 = 1,93\%;$$

$$\Delta U_{a2} = 6,0 \cdot 0,106 = 0,635 \text{ в}; \ \Delta U_{a2}\% = \frac{0,635}{12,6} \cdot 100 = 5,05\%.$$

Суммарное активное падение напряжения в трансформаторе

$$\Delta U_a = 1,93 + 5,05 \approx 7\%.$$

20. Определяем индуктивное сопротивление рассеяния трансформатора:

а) по формулам (5-30) находим

$$\alpha = \frac{(30,5 + 5)^2}{2 \cdot 40,5 \cdot 30,5} = 0,51; \quad \beta = 0,51;$$

$$\gamma = \frac{5^2}{2 \cdot 40,5 \cdot 30,5} = 0,01; \quad \delta = 0,01;$$

$$d = 10 + \frac{4,72 + 3,36}{2} = 14,04 \text{ мм};$$

в) определяем среднее геометрическое расстояние между сечениями обмоток по формуле (5-29)

$$g_{12} \approx \frac{(0,2235 \cdot 40,5 + 0,78 \cdot 14,04)^{0,51} \cdot (0,2235 \cdot 35,5 + }{(0,2235 \cdot 5 + 0,78 \cdot 14,04)^{0,01} \cdot (0,2235 \cdot 5 + } \to$$

$$\to \frac{+ 0,78 \cdot 14,04)^{0,51}}{+ 0,78 \cdot 14,04)^{0,01}} = 19,7 \text{ мм};$$

в) определяем средние геометрические расстояния сечения обмоток от своих зеркальных изображений по формулам (5-23) и (5-24)

$$g_{11} \approx 0,2235(40,5 + 4,72) = 10,1 \text{ мм};$$

$$g_{22} \approx 0,2235(30,5 + 3,36) = 7,55 \text{ мм};$$

г) определяем среднюю длину витка катушки по формуле (5-34)

$$l_{ср.в} = 2\left[15,3 + 15,5 + 3,14\left(4,72 + \frac{10}{2}\right)\right] \cdot 10^{-3} = 0,123 \text{ м};$$

д) определяем индуктивное сопротивление расстояния двух обмоток трансформатора по формуле (5-22), полагая $k_c = 1$:

$$x_{тр} = 4 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 35^2 \cdot 0,123 \ln\left(\frac{1 \cdot 19,7^2}{10,1 \cdot 7,55}\right) 10^{-7} = 0,122 \text{ ом}.$$

Влияние стального стержня сердечника на индуктивность рассеяния учитываем коэффициентом, равным 1,15. Тогда

$$x_{тр}=1,15\cdot 0,122=0,14 \text{ ом}.$$

21. Определяем индуктивное падение напряжения в трансформаторе по формулам (1-53) и (1-54)

$$\Delta U_p=\frac{0,14\cdot 6}{12,6}\cdot 100=6,67\ \%.$$

22. Определяем полное падение напряжения в трансформаторе по формуле (1-58)

$$\Delta U=7\cdot 1+6,66\cdot 0+\frac{(7\cdot 0-6,67\cdot 1)^2}{200}=7,22\ \%.$$

Было принято $\Delta U=3+5=8\%$.

Проверка показала, что падение напряжения в трансформаторе меньше, чем было принято. Для компенсации напряжения следует либо уменьшить число витков вторичной обмотки (w_2), либо увеличить число витков первичной обмотки. Так как число витков w_2 относительно мало и дробное число витков недопустимо, то корректируем число витков первичной обмотки

$$w_1=\frac{560}{1-\frac{8-7,22}{100}}=564 \text{ витка}.$$

23. Определяем суммарные потери в меди по формуле (1-49)

$$P_м=5,75 \text{ вт}.$$

24. В соответствии с рекомендациями из табл. 6-9 видно, что в данном трансформаторе следует учесть дополнительные потери, возникающие в диэлектрике под воздействием постоянного потенциала.

Для этого определяем сопротивление изоляционного промежутка по формуле (6-27)

$$r_1=\frac{1}{2}\cdot 15,3+4,05=11,7 \text{ мм};$$

$$r_2=11,7+10=21,7 \text{ мм};$$

$$R_{из}=3\cdot 10^{11}\cdot\frac{\ln\frac{21,7}{11,7}}{2\cdot 3,14\cdot 30,5}=9,7\cdot 10^8 \text{ ом};$$

$\rho=3\cdot 10^{11}$ ом·см при $t=120\,^\circ$C (из табл. 6-11).

25. Определяем потери в диэлектрике по формуле (6-26)

$$P_д=\frac{30\,000^2}{9,7\cdot 10^8}=0,93 \text{ вт}.$$

26. Находим потери в катушке по формуле (6-29)

$$P_к = 5{,}75 + 0{,}93 = 6{,}68\ вт.$$

27. Определяем превышение температуры обмоток трансформатора по формуле (6-30)

$$\theta = 4{,}5\left(6{,}68 - \frac{6{,}68 \cdot 4{,}5 - 10{,}2 \cdot 13{,}3}{26{,}5}\right) = 48\ ^\circ C < 50\ ^\circ C;$$

$$k_1 = 4{,}5;\ k_2 = 13{,}3;\ k_3 = 26{,}5\ (из\ табл.\ 6\text{-}14).$$

28. Дальше расчет трансформатора производится в обычном порядке.

Пример. Необходимо рассчитать высоковольтный трансформатор со следующими данными: напряжение питающей сети $U_1 = 220$ *в*; частота тока $f = 50$ *гц*; напряжение вторичной обмотки $U_2 = 8\,000$ *в* (действ.); ток вторичной обмотки $I_2 = 0{,}01$ *а*; температура окружающей среды $t_{о.с} = +70\ ^\circ C$; допустимое среднеобъемное превышение температуры $\theta_{ср} \leqslant 50\ ^\circ C$; режим работы — непрерывный; нагрузка — активная, $\cos\varphi_н = 1$.

1. Определяем мощность вторичной обмотки

$$P_2 = 8\,000 \cdot 0{,}01 = 80\ ва.$$

2. В соответствии с рекомендациями, приведенными в табл. 6-1, выбираем конфигурацию магнитопровода типа ШЛ.

3. Находим ориентировочные величины $\Delta U_2 = 10\%$ из табл. 6-6; $B_{макс} = 1{,}5$ *тл* из табл. 6-2; $\delta = 2{,}8$ *а/мм²* из табл. 6-3; $k_{ок} = 0{,}095$ по рис. 6-2; принимаем $k_{ст} = 0{,}93$ (толщина ленты стали магнитопровода 0,35 *мм*).

4. По формуле (6-8) находим

$$S_{ст}S_{ок} = \frac{80\,(1 + 10 \cdot 10^{-2}) \cdot 10^2}{(1{,}8 \div 2{,}0)\,1{,}5 \cdot 50 \cdot 2{,}8 \cdot 0{,}095 \cdot 0{,}93} = 235 - 264\ см^4.$$

5. В табл. П2-2 выбираем магнитопровод ШЛ32×32, у которого

$$S_{ст}S_{ок} = 261\ см^4;\ S_{ст} = 10{,}1 \cdot 0{,}93 = 9{,}4\ см^2;$$

$$G_{ст} = 1{,}9\frac{0{,}93}{0{,}9} = 1{,}96\ кг;\quad l_{ст} = 27{,}3\ см.$$

6. В соответствии с рекомендациями, приведенными в гл. 1, выбираем ленточную сталь марки Э320 толщиной ленты 0,35 *мм*.

7. По формулам и графикам, приведенным в гл. 1 и 5, определяем величины

$$P_{ст} = 8{,}4\ вт;\ I_1 = 0{,}56\ а;\ w_1 = 593\ витка;\ w_2 = 24\,800\ витков$$

и стандартные провода марки ПЭВ-2 $d_{из1} = 0{,}58$ *мм*; $d_{из2} = 0{,}13$ *мм*.

8. По графикам рис. 2-25 и 6-3 определяем испытательные напряжения обмоток

$$U_{исп.макс1} = 1{,}35\ кв\ (при\ U_{р.\ макс1} = \sqrt{2} \cdot 220 = 312\ в);$$

$$U_{исп.\ макс2} = 22\ кв\ (при\ U_{р.\ макс2} = \sqrt{2} \cdot 8 = 11{,}3\ кв);$$

$$U_{исп.\ действ2} = \frac{22}{\sqrt{2}} = 15{,}6\ кв.$$

9. По формуле (6-13) определяем пробивное напряжение вторичной обмотки (действующее значение)

$$U_{пр2}=2\cdot 15{,}6=31{,}2\ кв.$$

10. Конструктивно первичную и вторичную обмотки выполняем с изоляцией из литого диэлектрика — эпоксидного заливочного компаунда ЭЗК-10.

После намотки и пропитки первичная обмотка заливается компаундом в специальной форме так, чтобы обмотка по наружной поверхности была покрыта изоляцией требуемой толщины. Поверх слоя заливочного компаунда первичной заливки наматывается вторичная обмотка. Затем производятся пропитка и заливка вторичной обмотки и дальнейшая сборка трансформатора.

По формуле (6-14) и данным табл. 6-9 определяем толщину изоляции вторичной обмотки относительно первичной обмотки и корпуса

$$h_{из.\,мо}=\frac{31{,}2}{25}=1{,}25\ мм.$$

Как было отмечено, при толщине изоляции более 1 *мм* электрическая прочность несколько уменьшается из-за неоднородности изоляции.

Изоляционные расстояния рассчитываем по рекомендуемым ранее эмпирическим формулам [(6-20)—(6-22)].

11. После определения изоляционных расстояний находим осевую длину каждой обмотки по формуле (2-4)

$$h_{л1}=70\ мм;\ h_{л2}=64\ мм.$$

Определяем число витков в слое и число слоев каждой обмотки по формулам (2-6) и (2-7)

$$w_{c1}=\frac{70}{1{,}05\cdot 0{,}58}=115\ витков;\quad N_1=\frac{593}{115}\approx 6\ слоев;$$

$$w_{c2}=\frac{64}{1{,}15\cdot 0{,}13}=427\ витков;\ N_2=\frac{24\,800}{427}\approx 58\ слоев.$$

12. Определяем радиальные размеры каждой обмотки по формуле (2-8). В качестве междуслоевой изоляции первичной обмотки выбираем намоточную бумагу толщиной 0,05 *мм* (один слой), вторичной — конденсаторную бумагу толщиной 0,03 *мм* (один слой):

$$a_1=1{,}12\cdot 6\cdot 0{,}58+(6-1)\cdot 0{,}05=4{,}15\ мм;$$

$$a_2=1{,}05\cdot 58\cdot 0{,}13+(58-1)\cdot 0{,}03=9{,}63\ мм.$$

13. Уточняем число слоев вторичной обмотки при трапецеидальной намотке по формуле (6-23)

$$w'_{c2}\leqslant\frac{h_{л2}}{2a_2}=\frac{64}{2\cdot 9{,}63}=3{,}32\ витка;$$

принимаем $w'_{c2}=3$ витка.

$$N'_2 = \frac{64}{3 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}13} -$$

$$- \sqrt{\left(\frac{64}{3 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}13}\right)^2 - \frac{2 \cdot 9{,}63}{0{,}13 \cdot 1{,}15 + 0{,}03} \cdot \frac{64}{3 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}13}} =$$

$= 72$ слоя.

Напряжение, приходящееся на крайний слой вторичной обмотки, равно по формуле (6-19)

$$\frac{8\,000}{24\,800} \cdot 427 = 138\ в < 250\ в$$ (для провода ПЭВ-2).

14. Уточняем радиальный размер вторичной обмотки при трапецеидальной намотке.

$$a'_2 = 1{,}05 \cdot 0{,}13 \cdot 72 + (72 - 1) \cdot 0{,}03 = 12{,}0\ мм.$$

15. Дальнейший расчет трансформатора производится как обычно.

6-2. Расчет автотрансформаторов

Автотрансформатор, принцип действия которого описан в § 1-4, имеет меньшие размеры, более высокий к. п. д. и $\cos\varphi$, чем обычный трансформатор, равный ему по мощности. Это объясняется тем, что:

1) общее число витков катушки автотрансформатора меньше, чем число витков эквивалентного трансформатора, так как часть обмотки автотрансформатора используется как в качестве первичной, так и в качестве вторичной обмоток;

2) сечение провода общей части обмотки рассчитывается на разность первичного и вторичного токов;

3) магнитопровод автотрансформатора выбирается по его электромагнитной мощности, величина которой меньше электромагнитной мощности эквивалентного трансформатора, так как часть мощности передается в нагрузку электрическим путем;

4) в связи с уменьшением количества меди и стали потери в автотрансформаторе несколько меньше, чем в обычном трансформаторе;

5) в результате уменьшения общего числа витков, необходимых для получения заданного напряжения на выходе автотрансформатора, и отсутствия междуобмоточной изоляции индуктивное падение напряжения значи-

тельно меньше и $\cos\varphi$ автотрансформатора значительно больше, чем у обычного трансформатора.

В связи с этим типовую мощность автотрансформатора можно принимать равной его электромагнитной мощности и определять ее на основании соотношений (1-68) — (1-71) следующим образом:

для повышающего автотрансформатора

$$S_{\text{тип}} \approx U_2 I_2 (1 - k_{\text{т}}); \qquad (6\text{-}31)$$

для понижающего автотрансформатора

$$S_{\text{тип}} \approx U_2 I_2 \left(1 - \frac{1}{k_{\text{т}}}\right), \qquad (6\text{-}32)$$

где $k_{\text{т}} = U_1/U_2$ — коэффициент трансформации.

Зная $S_{\text{тип}}$ и пользуясь выражением (1-45), находим величину произведения $S_{\text{ст}}\ S_{\text{ок}}$ по формуле (имея в виду, что $S_1 = \frac{1}{\eta \cos\varphi} P_2$):

$$S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = \frac{S_{\text{тип}} \cdot 10^2}{1{,}11 \left(1 + \frac{1}{\eta \cos\varphi}\right) f B_{\text{макс}} \delta k_{\text{ок}} k_{\text{ст}}}. \qquad (6\text{-}33)$$

Величина $\cos\varphi$ может быть найдена из табл. 5-5, а приближенное значение к. п. д. — из выражения

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \frac{1 - \eta_{\text{эм}}}{\eta_{\text{эм}}} S_{\text{эм}}}, \qquad (6\text{-}34)$$

где $\eta_{\text{эм}}$ — к. п. д. трансформатора, мощность которого равна электромагнитной мощности автотрансформатора ($S_{\text{эм}}$), найденный по данным табл. 5-5.

При мощности автотрансформатора более 50 *ва*, активной нагрузке и $k_{\text{т}} = 0{,}75 \div 1{,}25$ величины $\cos\varphi$ и η могут быть с достаточной для практики точностью приняты равными единице.

Индукцию в магнитопроводе и плотность тока в обмотках автотрансформатора можно выбирать по табл. 5-1 и 5-2, а коэффициенты заполнения окна ($k_{\text{ок}}$) и сечения магнитопровода сталью ($k_{\text{ст}}$) — соответственно по табл. 5-3 и 5-4. При этом следует пользоваться величиной типовой мощности автотрансформатора.

Как уже отмечалось, индуктивное падение напряжения в обмотке автотрансформатора настолько мало, что его величину можно практически не учитывать и считать полное падение напряжения в обмотках равным активной составляющей падения напряжения.

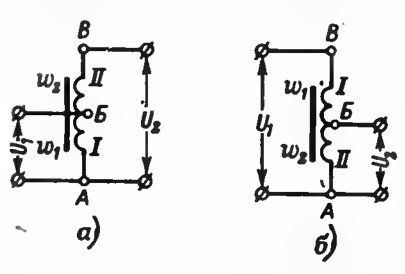


Рис. 6-6. К определению напряжений и токов обмоток автотрансформаторов.

При определении числа витков автотрансформатора следует учитывать, что величина относительного падения напряжения в его обмотке меньше, чем в трансформаторе той же мощности, примерно в отношении $S_{эм}/P_2$; поэтому можно без большой погрешности пренебрегать падением напряжения в обмотке и определять числа витков ее отдельных частей по формулам:

а) в повышающем автотрансформаторе (рис. 6-6,*а*)

$$w_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4,44 f B_{макс} S_{ст} k_{ст}}; \qquad (6\text{-}35)$$

$$w_2 = \frac{U_2 - U_1}{U_1} w_1 = \left(\frac{1}{k_т} - 1\right) w_1. \qquad (6\text{-}36)$$

б) в понижающем автотрансформаторе (рис. 6-6, *б*)

$$w_2 = \frac{U_2 \cdot 10^4}{4,44 f B_{макс} S_{ст} k_{ст}}; \qquad (6\text{-}37)$$

$$w_1 = \frac{U_1 - U_2}{U_2} w_2 = (k_т - 1) w_2. \qquad (6\text{-}38)$$

Токи в отдельных частях обмотки могут быть найдены из выражений:

а) в повышающем автотрансформаторе:

$$\text{обмотка } I \; I_{АБ} = I_1 - I_2; \qquad (6\text{-}39)$$

$$\text{обмотка } II \; I_{БВ} = I_2; \qquad (6\text{-}40)$$

б) в понижающем автотрансформаторе:

$$\text{обмотка } I \; I_{БВ} = I_1; \qquad (6\text{-}41)$$

$$\text{обмотка } II \; I_{АБ} = I_2 - I_1. \qquad (6\text{-}42)$$

где

$$I_1 = \frac{P_2}{U_1 \eta \cos\varphi}; \quad (6\text{-}43)$$

$$I_2 = P_2/U_2. \quad (6\text{-}44)$$

За исключением перечисленных выше особенностей, расчет автотрансформаторов ничем не отличается от расчета обычных трансформаторов с изолированными обмотками.

Пример. Рассчитать повышающий автотрансформатор по следующим данным:

напряжение питающей сети $U_1=127$ *в*; частота питающей сети $f=50$ *гц*; напряжение вторичной обмотки $U_2=220$ *в*; ток вторичной обмотки $I_2=1$ *а*.

1. Определяем мощность вторичной обмотки

$$P_2 = 220 \cdot 1 = 220 \text{ ва}.$$

2. При частоте сети 50 *гц* возможно применить пластинчатый магнитопровод из стали Э42; толщина пластины 0,35 *мм*.

3. По формуле (6-31) определяем типовую мощность автотрансформатора

$$S_{\text{тип}} = 220\left(1 - \frac{127}{220}\right) = 93 \text{ ва}.$$

4. Находим ориентировочные величины

к. п. д. $\eta_{\text{зм}}=0{,}85$ и $\cos\varphi=0{,}95$ из табл. 5-5; $B_{\text{макс}}=1{,}35$ *тл* из табл. 5-1; $\delta=3{,}0$ *а/мм²* из табл. 5-2; $k_{\text{ок}}=0{,}3$ из табл. 5-3; $k_{\text{ст}}=0{,}91$ из табл. 5-4.

5. Определяем величину к. п. д. по формуле (6-34)

$$\eta = \frac{220}{220 + \dfrac{1-0{,}85}{0{,}85} \cdot 93} = 0{,}93.$$

6. По формуле (6-33) находим

$$S_{\text{ст}}S_{\text{ок}} = \frac{93 \cdot 10^2}{1{,}11\left(1 + \dfrac{1}{(0{,}93 \cdot 0{,}95)}\right) 50 \cdot 1{,}35 \cdot 3 \cdot 0{,}3 \cdot 0{,}91} = 71 \text{ см}^4.$$

7. Из табл. П2-1 выбираем магнитопровод Ш25×20, у которого $S_{\text{ст}}S_{\text{ок}}=78$ *см⁴*; $S_{\text{ст.акт}}=4{,}55$ *см²*; $G_{\text{ст}}=0{,}77$ *кг*.

8. По формуле (5-6) определяем потери в стали

$$P_{\text{ст}} = 4 \cdot 0{,}77 = 3{,}08 \text{ вт}.$$

где $p_{\text{ст}}=4{,}0$ *вт/кг* из кривой рис. 5-1 (при $B_{\text{макс}}=1{,}35$ *тл*).

9. Находим активную составляющую тока холостого хода по формуле (1-59)

$$I_{\text{оа}} = \frac{3{,}08}{127} = 0{,}024 \text{ а}.$$

10. Находим полную намагничивающую мощность по формуле (1-62)

$$Q_{ст}=48\cdot 0,77=37\ ва,$$

где $q_{ст}=48$ *ва/кг* из кривой рис. 5-3.

11. По формуле (1-61) находим реактивную составляющую тока холостого хода

$$I_{op}=\frac{37}{127}=0,29\ a.$$

12. Находим абсолютное и относительное значения тока холостого хода: по формуле (1-64)

$$I_0=\sqrt{0,024^2+0,29^2}=0,30\ a;$$

по формуле (5-7)

$$I_1=\frac{220}{127\cdot 0,93\cdot 0,95}=1,95\ a;$$

$$I_0=\frac{0,30}{1,95}\cdot 100=15,4\ \%.$$

13. Определяем числа витков обмоток по формулам (6-35) и (6-36)

$$w_1=\frac{127\cdot 10^4}{4,44\cdot 50\cdot 1,35\cdot 4,55}=955\ \text{витков};$$

$$w_2=\frac{220-127}{127}\cdot 955=403\ \text{витка}.$$

14. Определяем токи в отдельных частях обмотки (рис. 6-6,*а*)

$$I_{АБ}=1,95-1,0=0,95\ a;\quad I_{БВ}=1,0\ a.$$

Далее расчет автотрансформатора проводится так же, как и расчет обычного трансформатора.

6-3. Расчет трехфазных трансформаторов

В § 1-4 отмечено, что преобразование трехфазного напряжения возможно либо с помощью группы, составленной из трех однофазных трансформаторов, либо при помощи одного трехстержневого трансформатора.

Расчет трехфазного трансформатора малой мощности, состоящего из трех однофазных трансформаторов, может производиться по той же методике, что и расчет обычных однофазных трансформаторов. Единственное различие в расчете заключается в способе определения типовой мощности трансформатора, токов в обмотках и напряжений на их зажимах.

В трехфазной системе при равномерной загрузке фаз мощность, передаваемая каждой фазой независимо от схемы соединения обмоток, равна одной трети общей

мощности. Действительно, при активной нагрузке суммарная мощность на выходе трехфазного трансформатора равна:

$$P_2 = \sqrt{3}\, U_{2л} I_{2л}, \qquad (6\text{-}45)$$

а мощность, передаваемая каждой из фаз,

$$P_{2ф} = U_{2ф} I_{2ф}. \qquad (6\text{-}46)$$

При соединении вторичных обмоток трансформатора в звезду

$$I_{2л} = I_{2ф}, \quad U_{2л} = \sqrt{3}\, U_{2ф},$$

и

$$P_2 = \sqrt{3}\,(\sqrt{3}\, U_{2ф} I_{2ф}) = 3P_{2ф}. \qquad (6\text{-}47)$$

При соединении вторичных обмоток трансформатора в треугольник

$$I_{2л} = \sqrt{3}\, I_{2ф}, \quad U_{2л} = U_{2ф},$$

и

$$P_2 = \sqrt{3}\, U_{2ф} \sqrt{3}\, I_{2ф} = 3P_{2ф}. \qquad (6\text{-}48)$$

Если преобразование трехфазного напряжения производится при помощи трех однофазных трансформаторов, то каждый из них должен быть рассчитан на одну треть мощности, передаваемой нагрузке. Определив мощность, передаваемую одной фазой, можно по табл. П2-1—П2-8 выбрать типовой магнитопровод. Величины токов в обмотках (I_1, I_2) и напряжений на зажимах каждого однофазного трансформатора (U_1, U_2) определяются в зависимости от схемы соединения обмоток в соответствии с данными, приведенными в табл. 6-15.

Таблица 6-15

Схема соединения обмоток	I_1	I_2	U_1	U_2
Звезда—звезда	$\frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_{1л} \eta \cos\varphi}$	$\frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_{2л}}$	$\frac{U_{1л}}{\sqrt{3}}$	$\frac{U_{2л}}{\sqrt{3}}$
Звезда—треугольник	$\frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_{1л} \eta \cos\varphi}$	$\frac{P_2}{3U_{2л}}$	$\frac{U_{1л}}{\sqrt{3}}$	$U_{2л}$
Треугольник—звезда	$\frac{P_2}{3U_{1л} \eta \cos\varphi}$	$\frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_{2л}}$	$U_{1л}$	$\frac{U_{2л}}{\sqrt{3}}$

Таблица 6-16

Магнитопровод	Выходная мощность P_2, *вт* (f=50 *гц*)	Магнитная индукция $B_{макс}$, *тл*	Ток холостого хода I_0, %	К. п. д. η, %	Плотность тока δ, *а/мм²*	Падение напряжения в обмотках	
						ΔU_1 %	ΔU_2 %
ТЛ12,5×20-25	25	1,5	42	74	4,0	6,3	7,5
ТЛ12,5×20-29	30	1,5	41	75	4,0	6,1	7,3
ТЛ12,5×20-33	35	1,5	40	76	4,0	5,8	7,0
ТЛ12,5×20-38,5	40	1,5	39	77	4,0	5,6	6,7
ТЛ12,5×20-44	45	1,5	38	78	4,0	5,35	6,4
ТЛ16×25-32	63	1,5	37	78	3,5	4,95	5,95
ТЛ16×25-37	72	1,5	36	79	3,45	4,80	5,75
ТЛ16×25-42	81	1,5	35	80	3,40	4,65	5,60
ТЛ16×25-49	93	1,5	34	81	3,35	4,50	5,40
ТЛ16×25-56	105	1,5	33	82	3,30	4;35	5,20
ТЛ20×32-40	142	1,5	32	82	2,90	3,54	4,25
ТЛ20×32-47	170	1,5	31	83	2,85	3,46	4,10
ТЛ20×32-54	190	1,5	30	84	2,80	3,40	4,06
ТЛ20×32-62	218	1,5	29	85	2,75	3,30	3,98
ТЛ20×32-70	255	1,5	28	86	2,70	3,23	3,88
ТЛ25×40-50	325	1,45	26	86	2,50	2,52	3,02
ТЛ25×40-58	375	1,45	25	87	2,45	2,44	2,92
ТЛ25×40-66	420	1,45	24	88	2,40	2,36	2,86
ТЛ25×40-77	480	1,45	23	89	2,35	2,28	2,74
ТЛ25×40-88	540	1,45	22	90	2,30	2,20	2,64
ТЛ32×40-64	680	1,4	20	91	2,25	1,97	2,36
ТЛ32×40-74	780	1,4	19	92	2,20	1,89	2,27
ТЛ32×40-84	880	1,4	18	93	2,15	1,81	2,17
ТЛ32×40-97	990	1,4	17	94	2,10	1,73	2,08
ТЛ32×40-110	1 000	1,4	16	94	2,05	1,65	1,98

Величины линейных напряжений на входе и выходе трансформатора ($U_{1л}$, $U_{2л}$) и суммарная выходная мощность P_2 являются заданными. Величины η и cos φ находят, как и для однофазных трансформаторов.

Расчет трехфазных трансформаторов с трехстержневыми нормализованными сердечниками производится следующим образом.

По заданной суммарной выходной мощности трансформатора P_2, определенной по формуле (6-45), в табл. 6-16 (для частоты 50 *гц*) и 6-17 (для частоты 400 *гц*) находят типоразмеры магнитопроводов и все необходимые для дальнейших расчетов параметры (магнитную индукцию, относительное значение тока холостого хода, к. п. д., плотность тока и падение напряжения в обмотках).

Таблица 6-17

Магнитопровод	Выходная мощность P_2, *вт*, $f=400$ *гц*	Магнитная индукция, $B_{макс}$, *тл*	Ток холостого хода I_0, %	К. п. д. η, %	Плотность тока δ, *а/мм²*	Падение напряжения на обмотках ΔU_1, %	ΔU_2, %
ТЛ6,5×10-16	19	1,4	67	71	5,0	2,88	3,40
ТЛ6,5×10-18	22	1,4	66	72	5,0	2,80	3,36
ТЛ6,5×10-20	25	1,4	65	73	5,0	2,75	3,30
ТЛ6,5×10-23	28	1,4	64	74	5,0	2,72	3,25
ТЛ6,5×10-26	32	1,4	63	75	5,0	2,68	3,21
ТЛ8×12,5-18	40	1,4	62	75	5,0	2,52	3,02
ТЛ8×12,5-21	45	1,4	61	76	5,0	2,48	2,98
ТЛ8×12,5-24	50	1,4	60	77	5,0	2,44	2,92
ТЛ8×12,5-28	57	1,4	59	78	5,0	2,40	2,88
ТЛ8×12,5-32	64	1,4	58	79	5,0	2,36	2,83
ТЛ10×16-20	85	1,4	50	79	5,0	1,73	2,08
ТЛ10×16-23	97	1,4	48	80	4,9	1,69	2,03
ТЛ10×16-26	110	1,4	46	81	4,8	1,65	1,98
ТЛ10×16-31	125	1,4	44	82	4,7	1,61	1,93
ТЛ10×16-36	140	1,4	42	83	4,6	1,57	1,89
ТЛ12,5×20-25	180	1,32	32	83	4,2	1,18	1,42
ТЛ12,5×20-29	205	1,32	31	84	4,1	1,14	1,37
ТЛ12,5×20-33	230	1,32	30	85	4,0	1,10	1,32
ТЛ12,5×20-38,5	260	1,32	29	86	3,9	1,06	1,27
ТЛ12,5×20-44	295	1,32	28	87	3,8	1,02	1,23
ТЛ16×25-32	380	1,13	23	87	3,2	0,825	0,990
ТЛ16×25-37	440	1,13	22	88	3,1	0,795	0,955
ТЛ16×25-42	500	1,13	21	89	3,0	0,765	0,912
ТЛ16×25-49	570	1,13	20	90	2,9	0,733	0,877
ТЛ16×25-56	640	1,13	19	91	2,8	0,710	0,850
ТЛ20×32-40	740	0,96	18	91	2,40	0,607	0,730
ТЛ20×32-47	850	0,96	17	92	2,35	0,584	0,700
ТЛ20×32-54	960	0,96	16	93	2,30	0,560	0,670
ТЛ20×32-62	1 100	0,96	15	94	2,25	0,535	0,644
ТЛ20×32-70	1 250	0,96	14	95	2,20	0,512	0,596
ТЛ25×40-50	1 400	0,81	11	94	2,10	0,472	0,568
ТЛ25×40-58	1 575	0,81	10	95	2,05	0,457	0,550
ТЛ25×40-66	1 750	0,81	9	96	2,00	0,441	0,532
ТЛ25×40-77	1 950	0,81	8	96	1,95	0,426	0,510
ТЛ25×40-88	2 200	0,81	7	96	1,90	0,410	0,492
ТЛ32×40-64	2 400	0,73	9	95	1,85	0,418	0,502
ТЛ32×40-74	2 750	0,73	9	95	1,80	0,410	0,492
ТЛ32×40-84	3 100	0,73	8	96	1,75	0,402	0,484
ТЛ32×40-97	3 500	0,73	8	96	1,70	0,394	0,473
ТЛ32×40-110	4 000	0,73	7	96	1,60	0,389	0,463

Дальнейший расчет производится по заданным значениям напряжений и токов первичной и вторичных обмоток каждой фазы.

Пример. Рассчитать трехфазный трансформатор по следующим данным: напряжение питающей сети $U_{1л}=220$ *в*; частота питающей сети $f=50$ *гц*; напряжения вторичных обмоток $U_{2л}=340$ *в*; токи вторичных обмоток $I_{2ф}=0{,}23$ *а*; схема соединений обмоток — звезда — звезда. В результате расчета сравнить массы сердечников в двух вариантах — с тремя однофазными броневыми сердечниками и с одним трехстержневым сердечником.

1. Определяем суммарную выходную мощность трехфазного трансформатора по формуле (6-45)

$$P_2=\sqrt{3}\cdot 340\cdot 0{,}23=135\ \text{ва}.$$

2. Определяем мощность вторичной обмотки одного из трех однофазных трансформаторов по формуле (6-48)

$$P_{2ф}=\frac{135}{3}=45\ \text{ва}.$$

3. Определяем напряжение и ток вторичной обмотки по формуле (6-47)

$$U_{2ф}=\frac{340}{\sqrt{3}}=196\ \text{в};\quad I_{2ф}=0{,}23\ \text{а}.$$

4. По табл. П2-2 выбираем магнитопровод ШЛ20×20 (для мощности 46 *ва*).

Масса одного сердечника равна 460 *г*, а трех — 460×3=1 380 *г*.

5. По табл. 6-16 выбираем магнитопровод ТЛ20×32 (для мощности 140 *ва*). Масса сердечника по табл. П2-9 равна 1 750 *г*.

Дальнейший расчет трехфазного трансформатора по любому из вариантов производится по обычной методике.

При расчете трансформатора с одним трехстержневым сердечником величины $B_{макс}$, δ, ΔU_1 и ΔU_2 выбираются по табл. 6-16 или 6-17.

6-4. Расчет выпрямительных трансформаторов

Ранее были рассмотрены физические процессы в выпрямительных трансформаторах и отмечены их основные отличия от обычных трансформаторов.

Эти отличия сводятся к следующим:

1) форма тока в первичной и вторичной обмотках отличается от синусоидальной;

2) формы токов в первичной и вторичной обмотках, как правило, неодинаковы, вследствие чего неодинаковы их приведенные действующие значения;

3) расчетные мощности первичной и вторичной обмоток неодинаковы, причем расчетная мощность первич-

ной обмотки большинства выпрямительных схем меньше расчетной мощности вторичной обмотки;

4) в трансформаторах, работающих на не однократные схемы выпрямления, реактивная составляющая тока холостого хода увеличивается вследствие подмагничивания сердечника постоянной составляющей тока во вторичной обмотке.

Указанные особенности выпрямительных трансформаторов приводят к тому, что их типовая мощность, а следовательно, и габаритные размеры увеличивается по сравнению с типовой мощностью обычных трансформаторов (при равной мощности нагрузки).

Вопросы, связанные с определением формы кривой тока в обмотках, расчетных мощностей и типовой мощности выпрямительных трансформаторов, достаточно сложны и обычно рассматриваются при анализе выпрямительных схем [Л. 1, 2, 37]. Поэтому ниже приводятся лишь окончательные выражения, необходимые для определения основных параметров выпрямительных трансформаторов.

На рис. 6-7 приведены основные схемы выпрямления, наиболее часто используемые для питания радиотехнических устройств малой мощности. На рис. 6-7,*а* приведена однополупериодная схема; на рис. 6-7,*б—г* — двухполупериодные схемы: схема со средней точкой, однофазная мостовая схема и схема удвоения; на рис. 6-7,*д*— трехфазная, на рис. 6-7,*е* — трехфазная мостовая (шестифазная).

В табл. 6-18 приведены действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки, тока первичной обмотки и типовой мощности трансформатора для всех перечисленных выше схем выпрямления и трех основных видов нагрузки — активной, емкостной и индуктивной.

Все приведенные в табл. 6-18 параметры трансформатора даны в зависимости от величин выпрямленного напряжения (E_0), тока (I_0) и мощности (P_0). Коэффициент трансформации $k_т$ трансформатора для схем рис. 6-7,*а—г* определяется по формуле (1-10). Для многозвенных схем выпрямления (рис. 6-7,*д—ж*) коэффициент трансформации находят по той же формуле, подставляя в нее вместо U_1 и U_2 фазовые напряжения на зажимах первичной и вторичной обмоток.

Приведенные в табл. 6-18 величины параметров трансформаторов выпрямительных схем, работающих на

активную нагрузку, даны с учетом активных сопротивлений обмоток трансформаторов и прямых сопротивлений вентилей. Параметры трансформаторов для выпрямительных схем, работающих на нагрузку с индуктивной

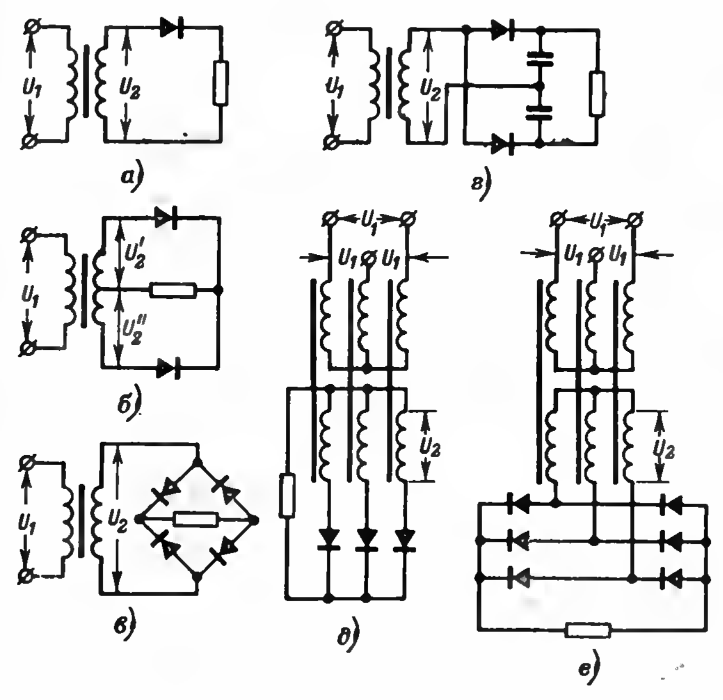


Рис. 6-7. Основные схемы выпрямителей.

а — однополупериодная; *б*, *в* и *г* — двухполупериодная с нулевым выводом, однофазная мостовая и схема удвоения; *д* — трехфазная схема с нулевым выводом; *е* — трехфазная мостовая.

и с емкостной реакцией, даны с учетом внутренних активных и индуктивных сопротивлений.

Влияние внутренних сопротивлений учитывается с помощью расчетных коэффициентов B и D. Эти коэффициенты в свою очередь зависят от отношения активного сопротивления фазы выпрямителя (r) к сопротивлению нагрузки (R), включенной на выход выпрямительной схемы и от соотношения между внутренним индуктивным сопротивлением обмоток трансформатора ($\omega L_р$) и активным сопротивлением фазы выпрямителя.

Таблица 6-18

Характер нагрузки	Наименование параметра трансформатора	Схема выпрямления					
		однополупериодная	двухполупериодная с нулевым выводом	однофазная мостовая	удвоения	трехфазная	трехфазная мостовая
Активная	Действующее напряжение вторичной обмотки U^*_2	$2{,}22BE_0$	$1{,}11BE_0\times 2$	$1{,}11BE_0$	—	$0{,}855BE_0$	$0{,}43BE_0$
	Действующий ток вторичной обмотки I_2	$1{,}57I_0$	$0{,}785I_0$	$1{,}11I_0$	—	$0{,}58I_0$	$0{,}815I_0$
	Действующий ток первичной обмотки I_1	$1{,}51\frac{I_0}{k_т}$	$1{,}11\frac{I_0}{k_т}$	$1{,}11\frac{I_0}{k_т}$	—	$0{,}48\frac{I_0}{k_т}$	$0{,}815\frac{I_0}{k_т}$
	Типовая мощность трансформатора $S_{тип}$	$3{,}5BP_0$	$1{,}48BP_0$	$1{,}23BP_0$	—	$1{,}35BP_0$	$1{,}045BP_0$
Емкостная	Действующее напряжение вторичной обмотки U_2^*	BE_0	$BE_0\times 2$	BE_0	$0{,}5BE_0$	—	—
	Действующий ток вторичной обмотки I_2	DI_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}707DI_0$	$1{,}41DI_0$	—	—
	Действующий ток первичной обмотки I_1	$\frac{I_0}{k_т}\sqrt{D^2-1}$	$0{,}707\frac{DI_0}{k_т}$	$0{,}707\frac{DI_0}{k_т}$	$1{,}41\frac{DI_0}{k_т}$	—	—
	Типовая мощность трансформатора $S_{тип}$	$0{,}5B(D+\sqrt{D^2-1})$	$0{,}85BDP_0$	$0{,}707BDP_0$	$0{,}707BDP_0$	—	—

Характер нагрузки	Наименование параметра трансформатора	Схема выпрямления					
		однополупериодная	двухполупериодная с нулевым выводом	однофазная мостовая	удвоения	трехфазная	трехфазная мостовая
Индуктивная	Действующее напряжение вторичной обмотки U_2*	—	$1{,}11BE_0\times 2$	$1{,}11BE_0$	—	$0{,}855BE_0$	$0{,}43BE_0$
	Действующий ток вторичной обмотки I_2	—	$0{,}707DI_0$	DI_0	—	$0{,}58DI_0$	$0{,}815DI_0$
	Действующий ток первичной обмотки I_1	—	$\frac{DI_0}{k_т}$	$\frac{DI_0}{k_т}$		$0{,}48\frac{DI_0}{k_т}$	$0{,}815\frac{DI_0}{k_т}$
	Типовая мощность трансформатора $S_{тип}$	—	$1{,}34BDP_0$	$1{,}11BDP_0$	—	$1{,}35BDP_0$	$1{,}045BDP_0$
Коэффициент ξ		1	1,41	1	1	1,21	1
Коэффициент n_{20}		1	2	1	1	1	1
Число импульсов тока в нагрузке p		1	2	2	2	3	6
Наличие подмагничивания		Есть	Нет	Нет	Нет	Есть	Нет

* Для всех многофазных схем U_2 — фазное напряжение вторичной обмотки.
Для схемы со средней точкой указаны напряжения на зажимах каждой половины обмотки.

Сопротивление фазы выпрямителя определяется по формуле

$$r = r_{пр} + r_{тр}, \qquad (6\text{-}49)$$

где $r_{пр}$ — прямое сопротивление всех одновременно работающих вентилей; $r_{тр}$ — сопротивление трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке.

Соотношение между активными сопротивлениями фазы и нагрузки можно представить в виде

$$n = \frac{r}{R} = \frac{(r_{пр} + r_{тр})\, I_0}{E_0} = r_{тр}\left(1 + \frac{r_{пр}}{r_{тр}}\right)\frac{I_0}{E_0}, \qquad (6\text{-}50)$$

где E_0 и I_0 — величины выпрямленного напряжения и тока.

На основании обобщения имеющихся экспериментальных данных можно принимать следующие ориентировочные значения отношения $r_{пр}/r_{тр}$: 0,25 — для германиевых вентилей; 0,50 — для кремниевых вентилей; 1,00 — для кенотронов; 1,50 — для селеновых вентилей.

Соотношение между внутренним индуктивным и активным сопротивлениями выпрямителя выражают обычно в виде

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L_р}{r} = \frac{x_{тр}}{r}, \qquad (6\text{-}51)$$

где $L_р$ и $x_{тр}$ — индуктивность рассеяния обмоток и индуктивное сопротивление рассеяния трансформатора, приведенные к его вторичной обмотке.

Зная величины n и $\operatorname{tg}\varphi$, можно найти расчетные параметры B и D для различных видов нагрузки и различных схем выпрямления по графикам зависимостей $B = f_1(n, \operatorname{tg}\varphi)$ и $D = f_2(n, \operatorname{tg}\varphi)$.

При активной нагрузке выпрямителя значения коэффициентов $B = f(n)$ для различных схем выпрямления могут быть определены по графикам рис. 6-8. На рис. 6-8,*а* приведены кривые для одно- и двухполупериодных схем выпрямления ($p = 1$ и $p = 2$) при величинах отношения $r_{пр}/r_{тр}$, равных 0,25; 0,50; 1,0 и 1,5; на рис. 6-8,*б* и *в* — аналогичные кривые для многофазных схем выпрямления ($p = 3$ и $p = 6$, соответственно) [1].

При емкостной нагрузке значения коэффициентов B и D для различных схем выпрямления находят по кри-

---

[1] Кривые составлены на основании расчетов, выполненных А. М. Репниным.

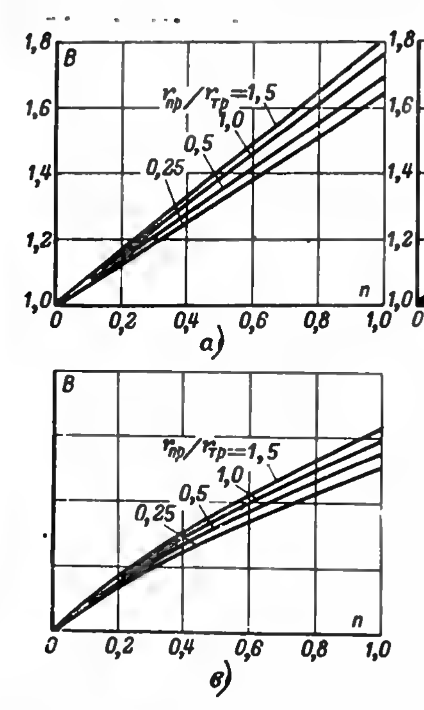


Рис. 6-8. Зависимость параметра B от величины n для выпрямительных схем, работающих на активную нагрузку.

а — для однополупериодной и двухполупериодной схем выпрямления; *б* — для трехфазной схемы с нулевым выводом; *в* — для трехфазной мостовой схемы.

вым рис. 6-9 и 6-10 соответственно. Эти кривые представляют собой зависимость вида $B=f'(A, \varphi)$ и $D=f''(A, \varphi)$, где A — коэффициент, определяемый по формулам:

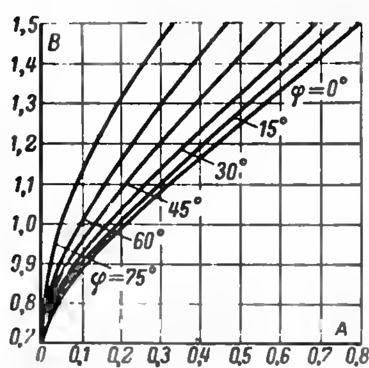


Рис. 6-9. Зависимость параметра B от величин A и φ для выпрямительных схем, работающих на емкостную нагрузку.

а) для всех схем выпрямления, кроме схемы удвоения напряжения,

$$A=n\frac{\pi}{p}; \quad (6\text{-}52)$$

б) для схемы удвоения напряжения

$$A=n\frac{2\pi}{p}. \quad (6\text{-}53)$$

Величины угла φ находят по (6-51), а коэффициенты p — по табл. 6-18.

При индуктивной нагрузке значения коэффициентов B для различных схем выпрямления находят по кривым

рис. 6-11 (двухполупериодные схемы выпрямления), рис. 6-12 (трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом) и рис. 6-13 (трехфазная мостовая схема выпрямления), коэффициенты D находят по кривым рис. 6-14—6-16 для тех же схем выпрямления соответственно. При-

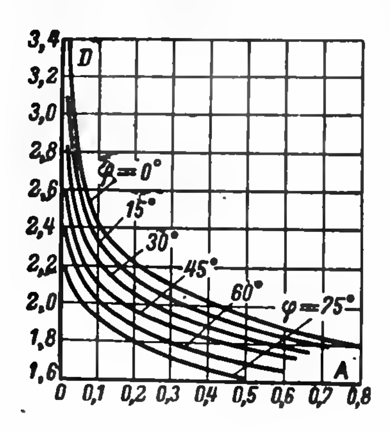


Рис. 6-10. Зависимость параметра D от величины A и φ для выпрямительных схем, работающих на емкостную нагрузку.

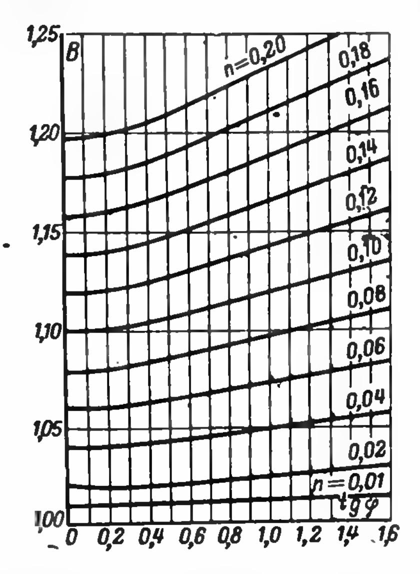


Рис. 6-11. Зависимость параметра B от величины n и $\operatorname{tg}\varphi$ для двухполупериодных схем выпрямления, работающих на индуктивную нагрузку.

веденные на рис. 6-11—6-16 кривые определяют собой зависимости вида $B=f_1(n, \operatorname{tg}\varphi)$ и $D=f_2(n, \operatorname{tg}\varphi)$.

Для пользования указанными выше кривыми необходимо в начале расчета уметь находить активное и индуктивное сопротивления обмоток трансформатора, приведенные к его вторичной обмотке.

Выведем выражение для предварительного определения активного сопротивления трансформатора.

Активные сопротивления первичной и вторичной обмоток равны (5-15):

$$r_1 = \rho \frac{l_{ср.в1} w_1}{s_{пр1}}; \qquad (6\text{-}54)$$

$$r_2 = \rho \frac{l_{ср.в2} w_2}{s_{пр2}}. \qquad (6\text{-}55)$$

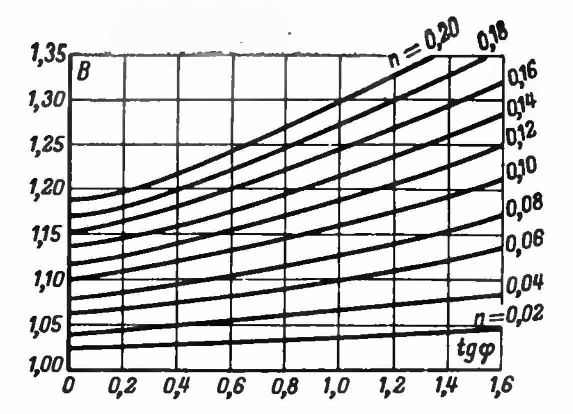


Рис. 6-12. Зависимость параметра B от величин n и $\operatorname{tg}\varphi$ для трехфазной схемы с нулевым выводом, работающей на индуктивную нагрузку.

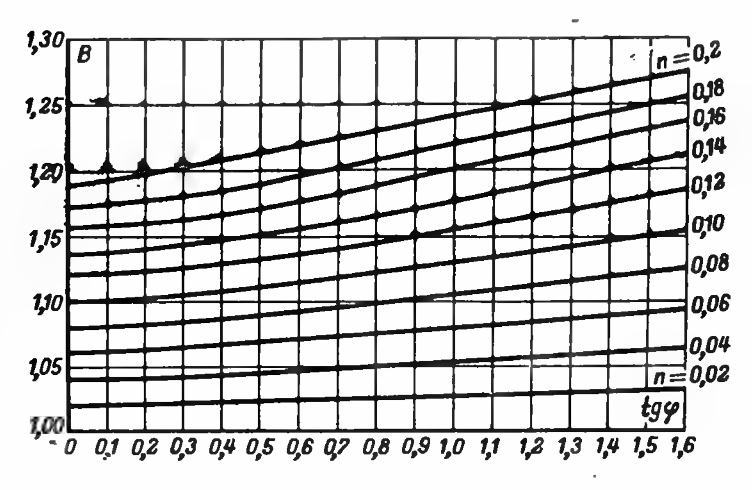


Рис. 6-13. Зависимость параметра B от величин n и $\operatorname{tg}\varphi$ для трехфазной мостовой схемы, работающей на индуктивную нагрузку.

Активное сопротивление трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке, равно:

$$r_{\text{тр}} = r'_1 + r_2 = \frac{r_1}{k_{\text{т}}^2} + r_2. \tag{6-56}$$

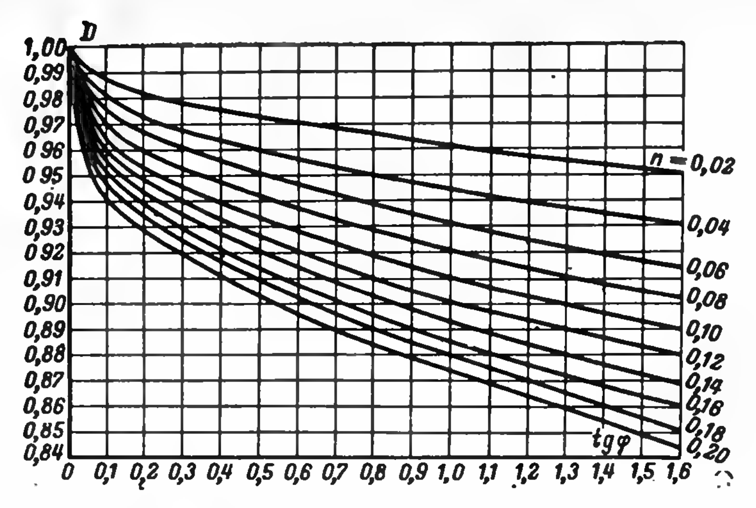


Рис. 6-14. Зависимость параметра D от величин n и $\operatorname{tg}\varphi$ для двухполупериодных схем выпрямления, работающих на индуктивную нагрузку.

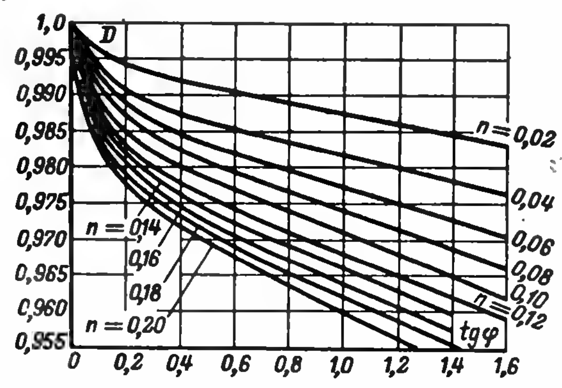


Рис. 6-15. Зависимость параметра D от величин n и $\operatorname{tg}\varphi$ для трехфазной схемы с нулевым выводом, работающей на индуктивную нагрузку.

Используя выражения (1-1)—(1-3), (5-10)—(5-12), (6-54), (6-55), после преобразований получаем:

$$r_{\text{тр}} = \frac{\rho \cdot 10^6}{4{,}44 f S_{\text{ст}} k_{\text{ст}} B_{\text{макс}}} \left\{ \frac{U_2 (1 + \Delta U_2)\, \delta_2 l_{\text{ср.в2}}}{I_2} + \right.$$

$$\left. + \left[\frac{U_2 (1 + \Delta U_2)}{U_1 (1 - \Delta U_1)} \right]^2 \frac{U_1 (1 - \Delta U_1)\, \delta_1 l_{\text{ср.в1}}}{I_1} \right\}, \qquad (6\text{-}57)$$

где ΔU_1 и ΔU_2 — выраженные в относительных единицах падения напряжений в обмотках трансформатора.

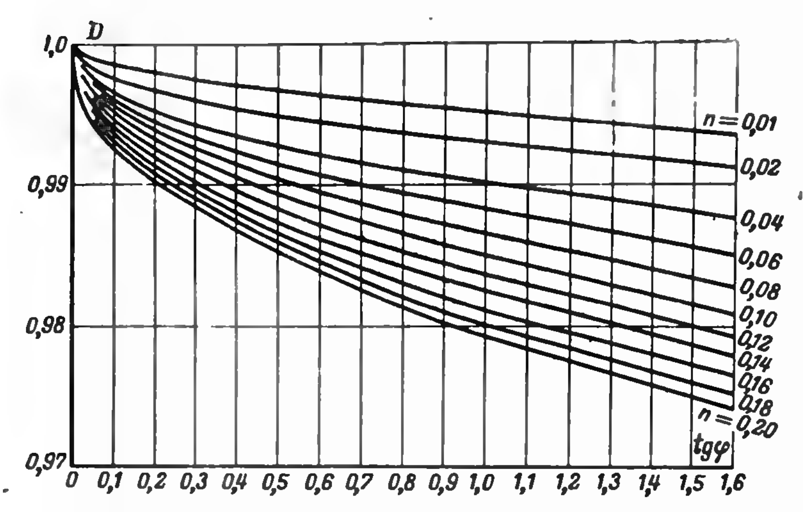


Рис. 6-16. Зависимость параметра D от величин n и $\operatorname{tg}\varphi$ для трехфазной мостовой схемы, работающей на индуктивную нагрузку.

Обозначим отношения плотностей тока в обмотках и расчетных мощностей обмоток

$$\varepsilon=\delta_2/\delta_1; \tag{6-58}$$

$$\xi=P_2/S_1. \tag{6-59}$$

Обозначим расчетную мощность вторичной обмотки

$$P_{20}=n_{20}U_2I_2, \tag{6-60}$$

где n_{20} — число полуобмоток во вторичной обмотке трансформатора.

Значения n_{20} и ξ для различных схем выпрямления приведены в табл. 6-18.

Используя выражения (1-45) и (6-52), после преобразований находим:

$$P_2=\frac{2S_{\text{гип}}\xi}{1+\xi}. \tag{6-61}$$

Заменяя I_1 и I_2 в (6-57) из (1-44), (6-60) и (6-61), получаем:

$$r_{\text{тр}}=\frac{\rho\cdot10^6U_2^2(1+\Delta U_2)\,\delta_1(1+\xi)\,n_{20}l_{\text{ср.в2}}\varepsilon}{2\cdot4,44fB_{\text{макс}}S_{\text{гип}}\xi S_{\text{ст}}k_{\text{ст}}}\times$$

$$\times\left[1+\xi\frac{(1+\Delta U_2)}{(1-\Delta U_1)}\frac{l_{\text{ср.в1}}}{l_{\text{ср.в2}}\varepsilon}\right]. \tag{6-62}$$

Принимаем удельное сопротивление меди при температуре нагрева обмотки 105 °C равным $\rho_м=2{,}35\times \times 10^{-6}$ *ом·см*. Принимаем также согласно [Л. 22] оптимальное соотношение между плотностями тока в обмотках $\varepsilon=\varepsilon_{опт}=0{,}7$. Тогда получим:

$$r_{тр}=0{,}185\ \frac{(1+\xi)}{\xi}n_{20}\frac{l_{ср.в2}}{S_{ст}k_{ст}}\ \frac{U_2^2\,(1+\Delta U_2)\,\delta_1}{fB_{макс}S_{тип}}\times$$
$$\times\left[1+1{,}43\xi\,\frac{1+\Delta U_2}{1-\Delta U_1}\ \frac{l_{ср.в1}}{l_{ср.в2}}\right]. \qquad (6\text{-}63)$$

Полученное общее выражение (6-63) позволяет найти сопротивление обмоток трансформатора с магнитопроводом любой конструкции.

Для конкретных конструкций и рядов магнитопроводов необходимо раскрыть выражения для определения средних длин витков обмоток и сечения магнитопровода.

Принимаем следующие средние значения соотношений между радиальными размерами магнитопровода и его базовым линейным размером a:

1) для броневых магнитопроводов: $a_к=1{,}15\ a$; $b_к=1{,}65\ a$; $c=a$; $\alpha_1=0{,}32\ a$; $h_{из.мо}=0{,}08\ a$; $\alpha_2=0{,}45\ a$; $S_{ст}=1{,}5\ a^2$;

2) для стержневых магнитопроводов: $a_к=1{,}15\ a$; $b_к=2{,}15\ a$; $c=1{,}6\ a$; $\alpha_1=0{,}25\ a$; $h_{из.мо}=0{,}08\ a$; $\alpha_2=0{,}36\ a$; $S_{ст}=2\ a^2$;

3) для трехфазных магнитопроводов: $a_к=1{,}15\ a$; $b_к=1{,}65\ a$; $c=2\ a$; $\alpha_1=0{,}32\ a$; $h_{из.мо}=0{,}08\ a$; $\alpha_2=0{,}45\ a$; $S_{ст}=1{,}5\ a^2$.

Пользуясь этими соотношениями и выражениями (2-10), (2-13)—(2-15), находим средние длины витков обмоток для различных конструкций магнитопроводов. Подставляя эти значения в (6-63), получаем общее выражение для определения активного сопротивления обмоток трансформаторов различных конфигураций в виде

$$r_{тр}=g\ \frac{1+\xi}{\xi}n_{20}\left[1+t\,\frac{1+\Delta U_2}{1-\Delta U_1}\right]\frac{U_2^2\,(1+\Delta U_2)\,\delta_1}{fB_{макс}S_{тип}a}, \qquad (6\text{-}64)$$

где $g=1{,}48$ — для броневых, $g=0{,}44$ — для стержневых и $g=4{,}44$ — для трехфазных магнитопроводов; $t=0{,}79\,\xi$ — для броневых и трехфазных и $t=1{,}1\ \xi$ — для стержневых магнитопроводов.

Переходим к выводу выражения для предварительного определения индуктивного сопротивления трансформатора и выражения для определения $\operatorname{tg}\varphi_{тр}$.

Расчет произведем для наиболее часто встречающегося случая двухобмоточного трансформатора с обмотками одинаковой высоты.

Подставляя в основное расчетное уравнение (5-22) для определения $x_{тр}$ значение $l_{ср.в}$ из (5-34), w_2 из (1-2) и оценивая увеличение индуктивности вследствие наличия ферромагнитного сердечника коэффициентом 1,15, находим:

$$x_{тр}=0,146\frac{\left[a_к+b_к+\pi\left(a_1+\frac{1}{2}h_{из.мо}\right)\right]}{(S_{ст}k_{ст})^2}\times$$
$$\times\ln\frac{g_{12}^2}{g_{11}g_{22}}\frac{U_2^2(1+\Delta U_2)}{B_{макс}^2f^2}. \qquad (6\text{-}65)$$

Подставим в (6-51) значения $x_{тр}$ из (6-65), r из (6-50), $r_{тр}$ из (6-64), g_{11} из (5-23), g_{22} из (5-24) и g_{12} из (5-27).

Тогда после преобразований найдем:

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{1}{1+\frac{r_{пр}}{r_{тр}}}\frac{\xi q}{n_{20}(1+\xi)}\frac{S_{тип}(1+\Delta U_2)}{\left[1+t\frac{1+\Delta U_2}{1-\Delta U_1}\right]B_{макс}\delta_1}, \qquad (6\text{-}66)$$

где

$$q=\frac{0,146a\left[a_к+b_к+\pi\left(a_1+\frac{1}{2}h_{из.мо}\right)\right]}{gS_{ст}^2k_{ст}^2}\times$$
$$\times\ln\frac{[0,2235h_я+0,395(a_1+h_{из.мо}+a_2)]^2}{0,2235^2(a_1+h_я)(a_2+h_я)}, \qquad (6\text{-}67)$$

— коэффициент, зависящий от геометрических размеров магнитопровода и катушки трансформатора.

Величины магнитной индукции $B_{макс}$ и плотности тока δ выражены соответственно в *тл* и *а/мм*².

Рассчитаем коэффициенты q для магнитопроводов различных конструкций при указанных выше средних значениях соотношений между радиальными размерами магнитопровода и катушки трансформатора и базовым линейным размером a.

Принимаем также следующие значения осевых размеров катушки:

1) для броневых магнитопроводов $h_д = 2,5\ a - 0,5$ *мм.*

2) для стержневых магнитопроводов $h_д = (2,5 \div 5,0)\ a - 0,5$ *мм*;

3) для трехфазных магнитопроводов $h_д = (2,0 \div 3,5)\ a - 0,5$ *мм.*

Полученные значения q, рассчитанные по формуле (6-67), приведены в табл. 6-19.

Таблица 6-19

Магнитопровод	Значения q при базовом линейном размере a				
	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0
Броневой	0,682	0,160	0,034	0,013	0,007
Стержневой	2,16—1,04	0,454—0,235	0,104—0,056	0,046—0,024	0,025—0,013
рех фа зный	0,740—0,350	0,120—0,077	0,027—0,018	0,012—0,078	0,0066—0,0044

Примечание. Большие значения q соответствуют меньшим значениям $h_д$.

Таким образом, получены все необходимые данные для определения величины r и $\operatorname{tg}\varphi$.

Если трансформатор кроме обмотки, предназначенной для питания выпрямителя, имеет одну или несколько дополнительных обмоток, его типовую мощность можно найти по формуле

$$S_{тип.общ} = S_{тип} + I_3 U_3 + I_4 U_4 + \ \dots, \qquad (6\text{-}68)$$

где $S_{тип}$ — типовая мощность, найденная по данным табл. 6-18. Сопротивление трансформатора с дополнительными обмотками может быть найдено по формуле

$$r_{тр.общ} = \frac{r_{тр}}{2}\left(1 + \frac{S_{тип}}{S_{тип.общ}}\right). \qquad (6\text{-}69)$$

Исходными данными для расчета выпрямительного трансформатора являются:

1) схема выпрямления;
2) тип вентилей;
3) характер нагрузки выпрямителя;
4) напряжение питающей сети U_1, *в*;
5) частота сети f, *гц*;
6) выпрямленное напряжение E_0, *в*;
7) выпрямленный ток I_0, *а*;
8) данные дополнительных обмоток U_3, I_3, U_4, I_4 ....

Рекомендуется следующий порядок расчета выпрямительных трансформаторов:

1. По заданным значениям E_0 и I_0 определяем мощность на выходе выпрямителя P_0.

2. Задаемся ориентировочно следующими значениями параметров B и D:

а) при активной нагрузке $B \approx 1{,}05 \div 1{,}10$;

б) при емкостной нагрузке $B \approx 0{,}9 \div 1{,}0$ и $D \approx 2{,}1 \div 2{,}2$;

в) при индуктивной нагрузке $B \approx 1{,}05 \div 1{,}10$ и $D \approx 1{,}0$.

3. По данным, приведенным в табл. 6-18, определяем типовую мощность $S_{тип}$.

4. При наличии дополнительных обмоток определяем общую типовую мощность трансформатора по формуле (6-68).

5. Выбираем конструкцию магнитопровода и для найденного значения $S_{тип}$ и заданной частоты по таблицам приложения П2 выбираем ориентировочно типоразмер магнитопровода и его базовый линейный размер a.

6. По данным табл. 5-1, 5-2 и 5-6 находим рекомендуемые значения $B_{макс}$, δ, ΔU_1 и ΔU_2 для определенного выше значения $S_{тип}$, выбранной конструкции магнитопровода и заданной частоты сети f.

7. По табл. 6-18 для выбранной схемы выпрямления определяем значения коэффициентов ξ и n_{20}.

8. Для принятого значения линейного размера a по табл. 6-19 определяем значения коэффициента q.

9. В соответствии с принятым значением параметра B определяем действующее напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_2 (по табл. 6-18).

10. По формуле (6-64) определяем $r_{тр}$, принимая значение коэффициентов g и t в соответствии с выбранной конструкцией магнитопровода. При наличии дополнительных обмоток определяем $r_{тр.общ}$ по формуле (6-69).

11. По формулам (6-66) и (6-41) определяем $\operatorname{tg}\varphi$ и n, принимая значение отношения $r_{пр}/r_{тр}$ в соответствии с заданным типом вентилей.

12. Для заданного типа вентилей и заданной схемы выпрямления находим:

при активной нагрузке по найденному значению n — коэффициент B по графикам рис. 6-8;

при емкостной нагрузке по найденным значениям n и $\operatorname{tg}\varphi$ — коэффициенты B и D по графикам рис. 6-9 и 6-10 соответственно;

при индуктивной нагрузке по найденным значениям n и $\operatorname{tg}\varphi$ — коэффициенты B и D по графикам рис. 6-11 — 6-16 соответственно[1].

Далее по данным табл. 6-18 находим все параметры, необходимые для расчета трансформатора по обычной методике.

Пример. Рассчитать выпрямительный трансформатор по следующим данным: схема выпрямления — однофазная мостовая с кремниевыми вентилями; нагрузка выпрямителя — индуктивная, напряжение питающей сети 220 *в*, частота сети $f=400$ *гц*, выпрямленное напряжение $E_0=27$ *в*, выпрямленный ток $I_0=2$ *а*, напряжение третьей обмотки $U_3=12{,}6$ *в*, ток третьей обмотки $I_3=3{,}3$ *а*.

1. Определяем выпрямленную мощность $P_0=27\cdot 2=54$ *вт*.
2. Принимаем $B=1{,}1$; $D=1$.
3. Определяем типовую мощность $S_{\text{тип}}=1{,}11\cdot 1{,}11\cdot 54=66$ *ва*.
4. Определяем общую мощность по формуле (6-68) $S_{\text{тип.общ}}=66+12{,}6\cdot 3{,}3=107{,}6$ *ва*.
5. Выбираем броневой магнитопровод, для которого по табл. П2-2 подбираем типоразмер магнитопровода ШЛ12,5×20; линейный базовый размер $a=1{,}25$ *см*.
6. По табл. 5-1, 5-2 и 5-6 выбираем индукцию $B_{\text{макс}}=1{,}4$ *тл*; $\delta_1=4{,}4$ *а/мм²*; $\Delta U_1=0{,}02$; $\Delta U_2=0{,}025$.
7. По табл. 6-18 для однофазной мостовой схемы выпрямления $\xi=1$; $n_{20}=1$.
8. По табл. 6-19 $q=0{,}127$ для броневого сердечника и $a=1{,}25$; $t=0{,}79\cdot 1=0{,}79$.
9. По табл. 6-18 $U_2=1{,}11\cdot 1{,}1\cdot 27=33$ *в*.
10. По формулам (6-64) и (6-69)

$$r_{\text{тр}}=1{,}48\frac{(1+1)}{1}1\left[1+0{,}79\frac{1+0{,}02}{1-0{,}025}\right]\times$$

$$\times\frac{33^2(1+0{,}02)\cdot 4{,}4}{400\cdot 1{,}4\cdot 66\cdot 1{,}25}=0{,}555\ \text{ом};$$

$$r_{\text{тр. общ}}=\frac{1}{2}0{,}555\left(1+\frac{66}{107{,}6}\right)=0{,}45\ \text{ом}.$$

11. По формулам (6-66) и (6-50)

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{1}{1+0{,}5}\cdot\frac{1}{1(1+1)}\cdot 0{,}127\frac{66\cdot(1+0{,}02)}{\left[1+0{,}79\frac{(1+0{,}02)}{(1-0{,}025)}\right]}=$$

$$=0{,}253.$$

12. По графикам рис. 6-11 $B=1{,}05$ и рис. 6-14 $D=0{,}988$. В результате уточнения получаем окончательно $B=1{,}04$ и $D=1{,}0$.

---

[1] В случае значительного расхождения между найденными и предварительно принятыми значениями B и D производим перерасчет, задаваясь вновь полученными значениями B и D.

13. По табл. 6-18 получаем

$$U_2 = 1{,}11\cdot 1{,}04\cdot 27 = 31{,}2\ в;\ I_2 = 2\cdot 1 = 2\ а;\ I_1 = 2\frac{31{,}2}{220} = 0{,}284\ а.$$

По этим данным производится расчет по обычной методике.

6-5. Расчет трансформаторов для статических преобразователей напряжения

Расчет трансформаторов, используемых в схемах статических преобразователей напряжения, имеет ряд особенностей по сравнению с расчетом обычных трансформаторов, питающихся от сети синусоидального напряжения.

Основными являются следующие отличия:

1. Напряжение, приложенное к первичной обмотке, несинусоидально (имеет прямоугольную форму).

2. Формы токов в первичной и вторичной обмотках отличаются от синусоидальной.

3. Частота переменного напряжения является внутренним параметром схемы статического преобразователя напряжения и может быть выбрана в процессе его расчета.

4. Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток в общем случае неодинаковы благодаря использованию в схемах преобразователей обмоток с нулевыми выводами. Это приводит к увеличению типовой мощности трансформатора.

5. В схемах статических преобразователей, как правило, используются тороидальные трансформаторы, ток намагничивания которых можно не учитывать вследствие его малой величины.

6. Вследствие несинусоидальной формы питающего напряжения потери в стали сердечника трансформатора необходимо определять с учетом высших гармоник магнитной индукции.

Далее приводится методика расчета тороидальных трансформаторов для статических преобразователей напряжения, учитывающая изложенные выше особенности их работы [Л. 6].

Исходными данными для расчета трансформатора являются:

1) Частота первичного напряжения (частота работы преобразователя) f, *гц*;

2) Напряжение первичной обмотки U_1, *в*;

3) Мощность на выходе трансформатора P_2, *вт*;

4) Напряжение вторичной обмотки U_2, *в*;

5) Электрическая схема первичной и вторичной обмоток.

Расчет трансформатора рекомендуется вести в следующем порядке:

1. По исходным данным определяем типовую мощность трансформатора по формуле

$$P_{\text{тип}} = 0{,}5P_2\left(\sqrt{n_{20}} + \frac{\sqrt{n_{10}}}{\eta}\right), \qquad (6\text{-}70)$$

где n_{10}, n_{20} — числа полуобмоток первичной и вторичной обмоток, определяемые по рис. 6-17 для различных ком-

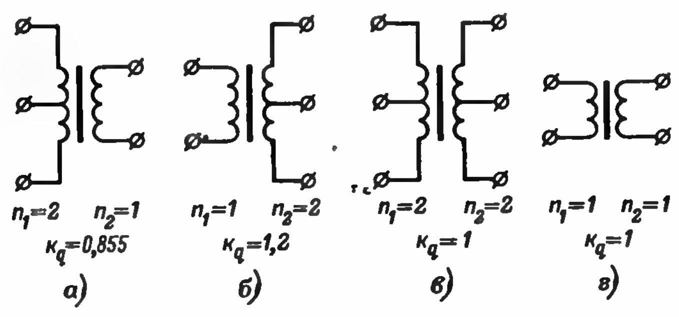


Рис. 6-17. Электрические схемы трансформаторов статических преобразователей напряжения.

бинаций схем первичной и вторичной обмоток; η — к. п. д. трансформатора, определяемый по табл. 6-20 в зависимости от типовой мощности, частоты и марки стали.

Таблица 6-20

Частота, *гц*	Марка стали и ее толщина, *мм*	Значения к. п. д. η трансформатора при $P_{\text{тип}}$, *ва*					
		до 10	10—30	30—50	50—150	150—500	500—1 000
1 000	Э 350, Δ-0,08	0,7—0,82	0,82—0,89	0,89—0,92	0,92—0,95	0,95—0,97	0,97—0,98
2 400	Э 350, Δ-0,08	0,85—0,89	0,89—0,93	0,93—0,945	0,945—0,970	0,970—0,975	0,975—0,985
5 000	Э 350, Δ-0,08	0,85—0,89	0,89—0,93	0,93—0,95	0,95—0,97	0,97—0,98	0,98—0,987

Таблица 6-21

Марка стали и ее толщина, *мм*	Частота, *гц*	Значения магнитной индукции $B_{макс}$, *тл*, при $P_{тип}$, *ва*					
		до 10	10—30	30—50	50—150	150—500	500—1 000
Э350, Δ-0,08	1 000	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2—1,05	1,05—0,9
	2 400	1,1—1,05	1,05—0,96	0,96—0,9	0,9—0,75	0,75—0,57	0,57—0,5
	5 000	0,7—0,64	0,64—0,58	0,58—0,52	0,52—0,42	0,42—0,34	0,34—0,3
40НКМП, Δ-0,05	1 000	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	—
	2 400	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2—0,97	—
	5 000	1,2	1,2—1,14	1,14—1,07	1,07—0,83	0,83—0,65	—
34НКМП, Δ-0,05	1 000	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	—
	2 400	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2—0,96	—
	5 000	1,2	1,2—1,1	1,1—1,0	1,0—0,72	0,72—0,56	—

2. Определяем коэффициент k_q, учитывающий электрическую схему обмоток трансформатора, по формуле

$$k_q = 0{,}5\left(1 + \sqrt{\frac{n_{2e}}{n_{1e}}}\right) \qquad (6\text{-}71)$$

или по рис. 6-17.

3. Определяем произведение $S_{ст}S_{ок}$ по формуле

$$S_{ст}S_{ок} = \frac{\sqrt{n_{1e}}\, k_q P_{тип} \cdot 10^2}{2fB_{макс}\delta k_{ст} k_{ок}},\ см^4, \qquad (6\text{-}72)$$

где $B_{макс}$ и δ выбираются по табл. 6-21 и 6-22 (в зависимости от марки стали и частоты сети) и $k_{ок}$ — по табл. 6-23 (в зависимости от частоты сети).

Значения коэффициента $k_{ст}$ определяются по данным табл. 6-24 [Л. 6].

Таблица 6-22

Марка стали и ее толщина, *мм*	Частота, *гц*	Значение плотности тока δ, *а/мм²*, при $P_{тип}$, *ва*					
		до 10	10—30	30—50	50—150	150—500	500—1 000
Э350, Δ-0,08	1 000—5 000	12—10	10—6,0	6,0—5,0	5,0—3,8	3,8—2,8	2,8—2,4
40НКМП, Δ-0,05	1 000—5 000	10—8,0	8,0—5,0	5,0—4,2	4,2—3,3	3,3—2,7	—
34НКМП, Δ-0,05	1 000	9,5—8,3	8,3—6,0	6,0—5,3	5,3—4,1	4,1—3,0	—
	5 000	6,7—6,0	6,0—4,4	4,4—4,1	4,1—3,4	3,4—2,5	—

Таблица 6-23

Частота сети, *гц*	Значения коэффициента заполнения $k_{ок}$ при $P_{тип}$, *ва*		
	до 10	10—30	30—50
1 000	0,08—0,14	0,14—0,165	0,165—0,195
2 400	0,10—0,15	0,15—0,165	0,165—0,18
5 000	0,12—0,16	0,16	0,16—0,17

Продолжение табл. 6-23

Частота сети, *гц*	Значения коэффициента заполнения $k_{ок}$ при $P_{тип}$, *ва*		
	50—150	150—500	500—1 000
1 000	0,195—0,215	0,215—0,235	0,235—0,245
2 400	0,18—0,20	0,20—0,21	—
5 000	0,18—0,19	0,19—0,20	—

Таблица 6-24

Толщина ленты, *мм*	0,1—0,08	0,05	0,02	0,01
$k_{ст}$	0,87—0,85	0,85—0,80	0,75—0,70	0,65

4. По найденному произведению $S_{ст}S_{ок}$ из унифицированного ряда сердечников (табл. П2-8) выбирается ближайший больший типоразмер сердечника с данными:

наружный диаметр D, *см*;
внутренний диаметр d, *см*;
высота сердечника h, *см*;
сечение стали $S_{ст}$, *см*²;
сечение окна $S_{ок}$, *см*²;
масса сердечника $G_{ст}$, *кг*.

5. Определяем числа витков первичной и вторичной обмоток по формулам

$$w_1 = \frac{U_1(1 - 0{,}5\Delta U)\cdot 10^4}{4fB_{макс}S_{ст}k_{ст}} \qquad (6\text{-}73)$$

и

$$w_2 = \frac{U_2(1 + 0{,}5\Delta U)\cdot 10^4}{4fB_{макс}S_{ст}k_{ст}}. \qquad (6\text{-}74)$$

Величина полного относительного падения в трансформаторе ΔU определяется по табл. 6-25 (в зависимости от частоты сети).

В табл. 6-25 приведены значения ΔU для схемы соединения обмоток трансформатора, соответствующей значениям $\sqrt{n_{10}}k_q = 1{,}2$ (т. е. схем рис. 6-17, *а* и *б*). При значениях $\sqrt{n_{10}}\,k_q = 1{,}41$ (что соответствует схеме рис. 6-17,*в*) величину ΔU следует увеличивать на 15—20%, а при $\sqrt{n_{10}}k_q = 1$ (т. е. для схемы рис. 6-17,*г*) уменьшать на 15—20% по сравнению с ее значением, найденным по табл. 6-25.

6. Определяем токи первичной и вторичной обмоток по формулам

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{n_{10}}}\,\frac{P_2}{\eta U_1}; \qquad (6\text{-}75)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{n_{20}}}\,\frac{P_2}{U_2}. \qquad (6\text{-}76)$$

Таблица 6-25

Частота, гц	Значения относительного падения напряжения в обмотках трансформатора (ΔU) при $P_{тип}$, ва		
	до 10	10—30	30—50
1 000	0,256—0,088	0,088—0,045	0,045—0,038
2 400	0,100—0,084	0,084—0,040	0,040—0,033
5 000	0,081—0,0645	0,0645—0,036	0,036—0,029

Продолжение табл. 6-25

Частота, гц	Значения относительного падения напряжения в обмотках трансформатора (ΔU) при $P_{тип}$, ва		
	50—150	150—500	500—1 000
1 000	0,038—0,025	0,025—0,016	0,016—0,011
2 400	0,033—0,0217	0,0217—0,0135	0,0135—0,010
5 000	0,029—0,0175	0,0175—0,0125	0,0125—0,009

Далее выбираем сечения проводов, производим конструктивный расчет размещения обмоток и определяем сопротивления обмоток, пользуясь изложенной выше методикой, учитывающей специфику тороидальных трансформаторов.

7. Производим расчет потерь в стали по формуле (1-79). Для этого определяем прежде всего коэффициент добавочных потерь по формуле [Л. 6]

$$\gamma_{п} = 1 + \sum_{i=3}^{\infty} i^{\alpha-4}, \tag{6-77}$$

где $i=3, 5, 7 \ldots$ — номер гармоники; α — показатель степени, зависящей от магнитного материала, его толщины и частоты.

Значения α для различных материалов приведены в табл. 6-26 [Л. 6].

Для определения удельных потерь в стали ($p_{ст}$) сердечника пользуются кривыми зависимостей $p_{ст}=f(B_{макс})$, снятыми при синусоидальном напряжении и расчетной частоте. Пересчет величины магнитной индукции при пря-

Таблица 6-26

Диапазон частот, *гц*	Значения коэффициента α для различных материалов								
	Э350					50Н		80НХС	
	Толщина стали Δ, *мм*								
	0,20	0,15	0,08	0,05	0,02	0,15	0,05	0,10	0,02
400—1 500	1,7	1,6	1,55	1,2	1,2	1,4	1,15	1,75	1,2
1 500—5 000	1,7	1,6	1,55	1,4	1,3	1,5	1,20	1,75	1,3
Более 5 000	1,7	1,6	1,60	1,4	1,4	1,6	1,40	1,75	1,4

моугольном напряжении питания ($B_{\square}$)* на величину индукции при синусоидальном напряжении питания ($B_{\sim}$) производится по формуле [Л. 6]

$$B_{\sim}=0{,}81B_{\square}. \qquad (6\text{-}78)$$

На рис. 6-18 приведены кривые $p_{ст}=f(B_{макс})$, снятые при частотах 1 000, 2 400 и 5 000 *гц* на кольцевых сердечниках из стали Э350 толщиной 0,08 *мм*.

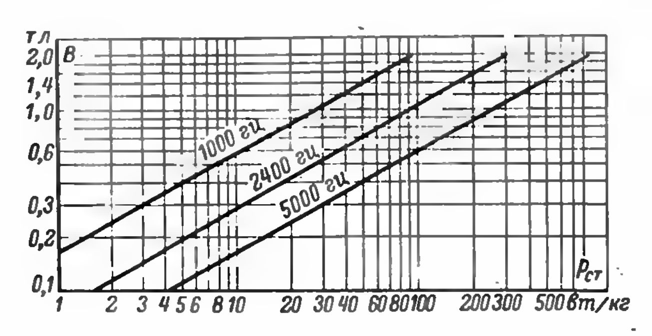


Рис. 6-18. Удельные потери в стали Э350 толщиной 0,08 *мм* при различных частотах.

Зная $\gamma_п$, $p_{ст}$ и $G_{ст}$, находим полные потери по формуле (1-79).

8. Определяем электромагнитную постоянную времени трансформатора по формуле

$$T_{эм}=\frac{L_{\mu}(r_1+r_{ст})}{r_1 r_{ст}}, \qquad (6\text{-}79)$$

* $B_{\square}$ — величина индукции, найденная по табл. 6-21.

где

$$L_\mu = \frac{w_1^2 B_{макс} h k_{ст} 10^{-4}}{2\pi H} \ln \frac{D}{d} \qquad (6\text{-}80)$$

— индуктивность намагничивающего контура;

$$r_{ст} = \frac{U_1^2 (1 - 0{,}5\Delta U)^2}{p_{ст}} \qquad (6\text{-}81)$$

— сопротивление, эквивалентное потерям в стали. Все размеры в формулах — в сантиметрах.

Напряженность магнитного поля в сердечнике H, соответствующую индукции $B_{макс}$, определяем по графику рис. 6-19.

9. Определяем фактическое значение действующего тока первичной обмотки трансформатора с учетом тока холостого хода по формуле

$$I_1 = \sqrt{\frac{(i'_1)^2}{n_{10}} + \frac{4}{n_{10}} \frac{U_1}{r_1} \left(i'_2 + 0{,}5 \frac{U_1}{r_1}\right) k_{i0}^2}, \qquad (6\text{-}82)$$

где

$$i'_2 = \frac{P_2}{U_2} \frac{w_2}{w_1} \qquad (6\text{-}83)$$

— приведенное значение тока вторичной обмотки;

$$k_{i0} = 0{,}707 \sqrt{1 - 4T_{эм} f \operatorname{th} \frac{1}{4T_{эм} f}} \qquad (6\text{-}84)$$

— коэффициент, зависящий от постоянной времени и частоты питающей сети.

В остальном расчет трансформатора статического преобразователя напряжения не отличается от расчета обычного трансформатора.

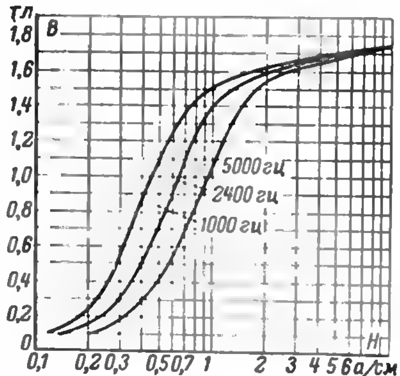


Рис. 6-19. Кривые намагничивания стали Э350 толщиной 0,08 *мм* при различных частотах.

Пример. Рассчитать трансформатор для статического преобразователя напряжения по следующим данным: частота первичного напряжения $f = 1\,000$ *гц*; напряжение первичной обмотки $U_1 = 24$ *в*; мощность на выходе трансформатора $P_2 = 200$ *вт*; напряжение вторичной обмотки $U_2 = 220$ *в*; схема соединения обмоток — по рис. 6-17,*а* ($n_{10} = 2$; $n_{20} = 1$).

1. Для заданной частоты выбираем сталь марки Э350 толщиной 0,08 *мм*; задаемся величиной к. п. д. по табл. 6-20 $\eta \approx 0{,}96$.

2. По формуле (6-70) определяем типовую мощность трансформатора

$$P_{\text{тип}} = 0{,}5\left(1 + \frac{\sqrt{2}}{0{,}96}\right)200 = 247 \text{ } вт.$$

3. Определяем коэффициент k_q по формуле (6-71)

$$k_q = 0{,}5\left(1 + \sqrt{\frac{2}{1}}\right) = 1{,}21.$$

4. Для $P_{\text{тип}} = 247$ *вт*, $f = 1\,000$ *гц* и стали Э350 по табл. 6-21 и 6-22 магнитная индукция $B_{\text{макс}} = 1{,}15$ *тл* и плотность тока $\delta = 3{,}5$ *а/мм²*.

5. Для $P_{\text{тип}} = 247$ *вт* и $f = 1\,000$ *гц* по табл. 6-23 $k_{\text{ок}} = 0{,}222$.

6. Для толщины ленты $\Delta = 0{,}08$ *мм* по табл. 6-24 $k_{\text{ст}} = 0{,}85$.

7. По формуле (6-72)

$$S_{\text{ст}}S_{\text{ок}} = \frac{1 \cdot 1{,}21 \cdot 247 \cdot 10^3}{2 \cdot 1\,000 \cdot 1{,}15 \cdot 3{,}5 \cdot 0{,}85} = 4{,}47 \text{ } см^4.$$

8. По табл. П2-8 выбираем магнитопровод ОЛ25/40-12,5, для которого $S_{\text{ст}}S_{\text{ок}} = 4{,}6$ *см⁴*. Выписываем из таблицы: $D = 40$ *мм*; $d = 25$ *мм*; $h = 12{,}5$ *мм*; $S_{\text{ст}} = 0{,}94$ *см²*; $S_{\text{ок}} = 4{,}9$ *см²*; $G_{\text{ст}} = 62{,}4$ *г*.

9. По табл. 6-25 для $P_{\text{тип}} = 247$ *вт* и $f = 1\,000$ *гц* $\Delta U = 0{,}022$.

10. По формуле (6-73) и (6-74) определяем числа витков

$$w_1 = \frac{24(1 - 0{,}5 \cdot 0{,}022) \cdot 10^4}{4 \cdot 1\,000 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}94 \cdot 0{,}85} = 65 \text{ витков};$$

$$w_2 = \frac{220(1 + 0{,}5 \cdot 0{,}022) \cdot 10^4}{4 \cdot 1\,000 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}94 \cdot 0{,}85} = 602 \text{ витка}.$$

11. По формулам (6-75) и (6-76) определяем токи обмоток:

$$I_1 = \frac{200}{1 \cdot 0{,}96 \cdot 24} = 8{,}7 \text{ } а; \quad I_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{200}{220} = 0{,}645 \text{ } а.$$

12. Выбираем сечение проводов и производим конструктивный расчет размещения обмоток.

13. По табл. 6-26 для стали Э350 толщиной 0,08 *мм* и частоты $f = 1\,000$ *гц* $\alpha = 1{,}55$ Для третьей и пятой гармоник ($f = 1\,500 \div 5\,000$ *гц*) $\alpha = 1{,}6$. Для седьмой и следующих гармоник ($f > 5\,000$ *гц*) $\alpha = 1{,}60$.

14. По формуле (6-77) определяем коэффициент добавочных потерь

$$\gamma_{\text{н}} = 1 + 3^{1{,}55-4} + 5^{1{,}55-4} + 7^{1{,}6-4} + 9^{1{,}6-4} + 11^{1{,}6-4} \approx 1{,}11.$$

15. По формуле (6-78) определяем эквивалентную индукцию синусоидального напряжения

$$B_{\sim} = 0{,}81 \cdot 1{,}15 = 0{,}93 \text{ } тл.$$

16. По кривым рис. 6-18 для $f = 1\,000$ *гц* и $B_{\sim} = 0{,}93$ *тл* определяем удельные потери в стали $p_{\text{ст}} = 24{,}5$ *вт/кг*.

17. По формуле (1-79) полные потери в стали равны:

$$P_{ст}=1,11\cdot 24,5\cdot 62,4\cdot 10^{-3}=1,7 \text{ вт.}$$

18. По кривым рис. 6-19 для $f=1\,000$ *гц* и $B_{макс}=1,15$ *тл* определяем напряженность поля $H=0,52$ *а/см*.

19. По формуле (6-80) определяем индуктивность намагничивающего контура

$$L_{\mu}=\frac{65^2\cdot 1,15\cdot 1,25\cdot 0,85\cdot 10^{-4}}{2\pi\cdot 0,52}\ln\frac{40}{2,5}=0,075 \text{ гн.}$$

20. По формуле (6-81) определяем

$$r_{ст}=\frac{24^2(1-0,5\cdot 0,022)^2}{1,7}=330 \text{ ом.}$$

21. По формуле (6-79) определяем электромагнитную постоянную времени

$$T_{эм}=\frac{0,075(r_1+330)}{r_1\cdot 330},$$

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора, определяемое из конструктивного расчета.

Далее по формуле (6-82) определяется фактическое значение тока первичной обмотки, после чего расчет производится по обычной методике.

Глава седьмая

РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

7-1. Предварительные замечания

В данной главе рассматриваются инженерные методы расчета линейных дросселей переменного тока (л. д. п. т.), т. е. таких дросселей, вольт-амперная характеристика которых практически линейна. Расчет л. д. п. т. возможен как аналитическими, так и поверочными методами.

Аналитические методы расчета основаны на том, что магнитная цепь л. д. п. т. содержит относительно большой немагнитный зазор, благодаря чему с достаточной для инженерной практики точностью можно считать, что индуктивность дросселя практически не зависит от магнитного сопротивления и потерь в стали сердечника, а определяется лишь проводимостью зазоров, выпучиванием поля вблизи зазоров и рассеянием магнитного потока.

Поверочные методы расчета основаны на использовании вольт-амперных характеристик дросселей, снятых на магнитопроводах различной конфигурации и изготовленных из разных магнитных материалов.

Аналитические методы расчета имеют меньшую точность, однако они более пригодны для решения задач оптимизации.

Поверочные методы позволяют получить более точные результаты для заданных конфигурации и марки стали, а также позволяют учесть и некоторую нелинейность вольт-амперных характеристик д. п. т. Однако они малопригодны для решения задач оптимизации.

В связи с этим ниже рассматриваются как аналитические, так и поверочные методы расчета д. п. т.

7-2. Основные расчетные соотношения для линейных дросселей переменного тока

При выводе основных расчетных соотношений для л. д. п. т. воспользуемся методом приведения реального дросселя к идеальному при помощи коэффициента фиктивного зазора ($k_ф$) [Л. 32—34], равного отношению

$$k_ф = \frac{G_п}{G_0}, \qquad (7\text{-}1)$$

где $G_п$ — полная проводимость системы; G_0 — основная проводимость рабочего зазора. Коэффициент $k_ф$ можно рассматривать как меру уменьшения реального воздушного (немагнитного) зазора $l_з$ до такой величины $l_{з.ф}$, при которой полная проводимость $G_п$ становится равной основной проводимости G_0 фиктивной системы с теми же геометрическими размерами, но без выпучивания поля и рассеяния магнитного потока, т. е.

$$k_ф = \frac{l_з}{l_{з.ф}}. \qquad (7\text{-}2)$$

Отметим, что $k_ф$ можно рассматривать и как меру увеличения площади воздушного зазора, т. е.

$$k_ф = \frac{S_ф}{S_\delta}. \qquad (7\text{-}3)$$

Величина основной проводимости определяется по хорошо известному выражению, полученному для плоско-

параллельного поля в зазоре,

$$G_0 = \mu_0 \frac{ab}{l_в}, \tag{7-4}$$

где a и b — размеры полюса.

При известных геометрических соотношениях электромагнитной системы полная проводимость сравнительно несложно может быть определена по заранее построенным зависимостям для $k_ф$ в функции геометрических соотношений и зазора (см. § 7-4).

Таким образом,

$$L_{д.п.т} = w^2 G_п = w^2 G_0 k_ф, \tag{7-5}$$

где w — число витков дросселя.

В случаях, когда потери в стали не учитываются, активное сопротивление дросселя переменному току можно считать равным омическому сопротивлению обмотки дросселя по постоянному току. Так как при частотах до 400 *гц* включительно влияние поверхностного эффекта можно не учитывать, то на основании (4-4) и (5-15) имеем:

$$R_{д.п.т} = \rho w^2 \frac{l_{ср.в}}{S_{ок} k_{ок}}, \tag{7-6}$$

где ρ — удельное сопротивление провода в нагретом состоянии.

Используя закон Кирхгофа для магнитной цепи, найдем связь действующего значения тока через дроссель $I_{д.п.т}$ с числом витков, индукцией в стали $B_{макс}$, сечением магнитопровода и коэффициентом заполнения сталью

$$I_{д.п.т} = \frac{S_{ст} B_{макс} k_{ст}}{G_п w \sqrt{2}}. \tag{7-7}$$

В инженерной практике наиболее часто встречаются два типичных случая расчета дросселя переменного тока:

а) первый расчетный случай — расчет на заданное падение напряжения (заданный к. п. д.);

б) второй расчетный случай — расчет на заданное превышение температуры.

Первый расчетный случай

Решая совместно уравнения (7-5) — (7-7), получаем:

$$(L_{д.п.т} I_{д.п.т})^2 = \frac{S_{ст}^2 S_{ок}}{l_{ср.в}} \frac{R_{д.п.т} k_{ок} k_{ст}^2 B_{макс}^2}{2\rho}, \tag{7-8}$$

откуда определяется расчетная постоянная для первого расчетного случая

$$\frac{S_{\text{ст}}^2 S_{\text{ок}}}{l_{\text{ср.в}}} = \frac{(L_{\text{д.п.т}} I_{\text{д.п.т}})^2 \, 2\rho}{k_{\text{ст}}^2 k_{\text{ок}} R_{\text{д.п.т}} B_{\text{макс}}^2} = N_{\text{I}}. \quad (7\text{-}9)$$

Второй расчетный случай

Воспользуемся условием, связывающим поверхность охлаждения дросселя с потерями на нагрев обмотки рабочим током и потерями в стали:

$$S_{\text{охл. д.п.т}} \alpha \theta_{\text{п}} \geqslant P_{\text{п}}; \quad (7\text{-}10)$$

$$P_{\text{п}} = I_{\text{д.п.т}}^2 R_{\text{д.п.т}} + P_{\text{ст}}, \quad (7\text{-}11)$$

где $S_{\text{охл. д.п.т}}$ — расчетная поверхность охлаждения дросселя; $\theta_{\text{п}}$ — поверхностное превышение температуры обмотки дросселя по сравнению с температурой окружающей среды.

Связав необходимое сечение провода $s_{\text{пр}}$ обмотки дросселя с плотностью тока δ и другими расчетными и конструктивными величинами, получим:

$$s_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{д.п.т}}}{\delta} = \frac{S_{\text{ок}} k_{\text{ок}}}{w}; \quad (7\text{-}12)$$

$$I_{\text{д.п.т}} w = \delta S_{\text{ок}} k_{\text{ок}}, \quad (7\text{-}13)$$

откуда с учетом (7-5)

$$L_{\text{д.п.т}} = \frac{S_{\text{ок}} k_{\text{ок}}^2 \delta^2}{I_{\text{д.п.т}}} G_{\text{п}}. \quad (7\text{-}14)$$

С другой стороны, из выражений (7-7) и (7-13) следует:

$$G_{\text{п}} = \frac{S_{\text{ст}} B_{\text{макс}} k_{\text{ст}}}{I_{\text{д.п.т}} w \sqrt{2}} = \frac{B_{\text{макс}} S_{\text{ст}} k_{\text{ст}}}{\sqrt{2} S_{\text{ок}} k_{\text{ок}} \delta}. \quad (7\text{-}15)$$

Решая (7-14) и (7-15) совместно, получаем:

$$L_{\text{д.п.т}} I_{\text{д.п.т}}^2 = S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} \frac{B_{\text{макс}} k_{\text{ст}} k_{\text{ок}} \delta}{\sqrt{2}}, \quad (7\text{-}16)$$

или

$$S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = \frac{L_{\text{д.п.т}} I_{\text{д.п.т}}^2 \sqrt{2}}{B_{\text{макс}} k_{\text{ст}} k_{\text{ок}} \delta} = N_{\text{II}}, \quad (7\text{-}17)$$

где N_{II} — расчетная постоянная для второго расчетного случая.

7-3. Оптимизация геометрических соотношений линейного дросселя переменного тока

С целью унификации л. д. п. т. в подавляющем большинстве случаев выполняются на нормализованных сердечниках, представляющих собой ряды магнитопроводов, разработанные для трансформаторов. Однако оптимальные геометрические соотношения в отдельных случаях определяют целесообразность изготовления специальных магнитопроводов.

Оптимальные геометрические соотношения, т. е. наивыгоднейшее сочетание m, n и l, при котором требуемый технико-экономический показатель л. д. п. т. приобретет наибольшее значение, найдем путем исследования на минимум функции, пропорциональной соответствующему показателю.

Рассмотрение вопросов оптимизации проведем применительно к первому расчетному случаю.

Используя выражения (4-42), (7-9) и данные геометрических соотношений, приведенные в табл. 4-1, получаем:

$$N_{\text{I}} = \frac{S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}}{l_{\text{ср.в}}} = a_{\text{I}}^5 \, n_{\text{г}}, \qquad (7\text{-}18)$$

откуда может быть определен базовый линейный размер магнитопровода

$$a_{\text{I}} = \left(\frac{N_{\text{I}}}{n_{\text{г}}}\right)^{0,2}. \qquad (7\text{-}19)$$

Используя данные табл. 4-1, запишем выражения для объема и массы

$$V_{\text{д.п.т}} = a^3 \cdot 2k_{v\text{г}}; \qquad (7\text{-}20)$$

$$G_{\text{д.п.т}} = a^3 (k_{\text{ст}} \gamma_{\text{ст}} k_{v\text{с}} + k_{\text{ок}} \gamma_0 k_{v0}), \qquad (7\text{-}21)$$

где $\gamma_{\text{ст}}$ и γ_0 — плотности материала магнитопровода и обмоточного материала.

Выражения для коэффициентов $n_{\text{г}}$, $k_{v\text{с}}$, $k_{v\text{о}}$ и $k_{v\text{г}}$, зависящих только от безразмерных параметров геометрических соотношений, приведены в табл. 7-1.

Из (7-19) — (7-21) получим:

$$G_{\text{д.п.т}} = \left(\frac{N_{\text{I}}}{n_{\text{г}}}\right)^{0,6} k_{\text{ок}} \gamma_0 \left(\frac{k_{\text{ст}} \gamma_{\text{ст}}}{k_{\text{ок}} \gamma_0} k_{v\text{с}} + k_{v\text{о}}\right); \qquad (7\text{-}22)$$

$$V_{\text{д.п.т}} = \left(\frac{N_{\text{I}}}{n_{\text{г}}}\right)^{0,6} 2k_{v\text{г}}. \qquad (7\text{-}23)$$

Таблица 7-1

Параметр геометрических соотношений дросселя	Конструкция дросселя		
	броневая	стержневая	
		с одной катушкой	с двумя катушками
k_{vc}	$l(1,57 + 2m + 2n)$	$l(3,14 + 2m + 2n)$	$l(3,14 + 2m + 2n)$
k_{vo}	$mn(2 + 2l + 3,14n)$	$mn(2 + 2l + 3,14n)$	$mn(2 + 2l + 1,57n)$
$k_{vг}$	$(1+m)(l+2n)(1+n)$	$(1+m)(l+2m)(2+n)$	$(1 + m)(l + 2n)(2+n)$
$n_г$	$\frac{l^2mn}{2+2l+3,14n}$	$\frac{l^2mn}{2 + 2l + 3,14n}$	$\frac{l^2mn}{2 + 2l + 1,57n}$

При отыскании оптимальных геометрических соотношений коэффициент N_I, определяемый электромагнитными параметрами л. д. п. г., можно не учитывать. Тогда наилучшие соотношения могут быть определены исследованием на минимум выражений (7-22) и (7-23), представленных в виде

$$G'_{д.п.т} = (n_г)^{-0,6}(\beta k_{vc} + k_{vo}); \qquad (7\text{-}24)$$

$$V'_{д.п.т} = (n_г)^{-0,6} k_{vг}, \qquad (7\text{-}25)$$

где $\beta = \frac{k_{ст}\gamma_{ст}}{k_{ок}\gamma_{о}}$ — коэффициент, зависящий от заполнения окна.

Наилучшие геометрические параметры л. д. п. т., полученные при минимизации выражений (7-24) и (7-25) на ЭЦВМ, приведены в табл. 7-2.

Таблица 7-2

Минимизируемый параметр	β	Оптимальные геометрические соотношения дросселей переменного тока при первом расчетном случае для конструкции								
		броневой			стержневой					
					с одной катушкой			с двумя катушками		
		l	n	m	l	n	m	l	n	m
Масса	0,2 0,5	2,7 2,7	0,5 0,5	1,0 1,0	2,7 2,6	0,5 0,5	1,0 1,2	2,6 2,0	0,5 0,5	1,0 1,2
Объем	—	2,7	0,5	1,5	2,7	0,5	3,0	2,6	0,6	3,0

Значения коэффициента β в этой таблице соответствуют величинам $k_{ок}$ от 0,38 до 0,16.

7-4. Учет рассеяния магнитного потока и выпучивания поля вблизи немагнитного зазора в линейных дросселях переменного тока

Как отмечалось в § 7-2, для определения полной проводимости, а значит, и индуктивности л. д. п. т. удобно воспользоваться понятием о коэффициенте фиктивного зазора.

В [Л. 32] показано, что наиболее универсальными являются зависимости вида $k_ф = f(l'_з)$, где $l'_з$ — относительный зазор

$$l'_з = l_з/l_{ст}. \qquad (7\text{-}26)$$

Все сердечники любого нормализованного ряда можно характеризовать семейством зависимостей $k_ф = f(l'_з)$ при определенных значениях варьируемого размера. Получение этих зависимостей возможно графоаналитическим или аналитическим методом.

Выполнение расчетов аналитическим методом целесообразно производить с применением ЭЦВМ. В качестве

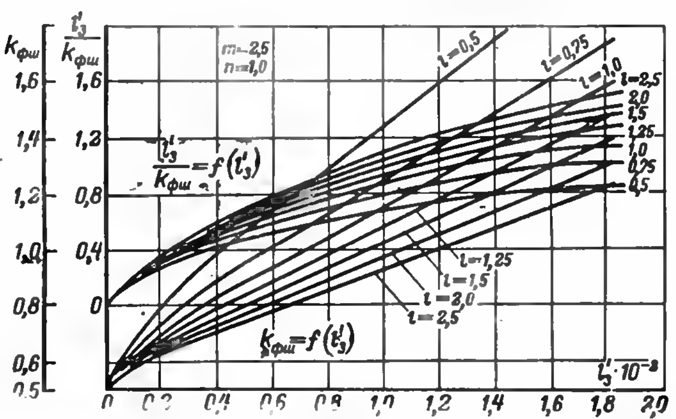


Рис. 7-1. Семейства кривых зависимостей $k_ф = f(l'_з)$ и $l'_з/k_ф = f(l'_з)$ для нормализованных броневых пластинчатых магнитопроводов.

исходных, аналитических выражений приняты выражения для полной проводимости, полученные в [Л. 34]. Следует подчеркнуть, что весь расчет производится без учета сопротивления стали. При наличии зазора это не вносит существенных погрешностей, так как магнитное сопротивление стали на один-два порядка меньше сопротивления немагнитного зазора.

На рис. 7-1—7-4 приведены графики $k_ф = f(l'_з)$ для магнитопроводов броневой и стержневой конструкции, рассчитанные на ЭЦВМ. Для определения $k_ф$ при известных размерах магнитной системы, следует предваритель-

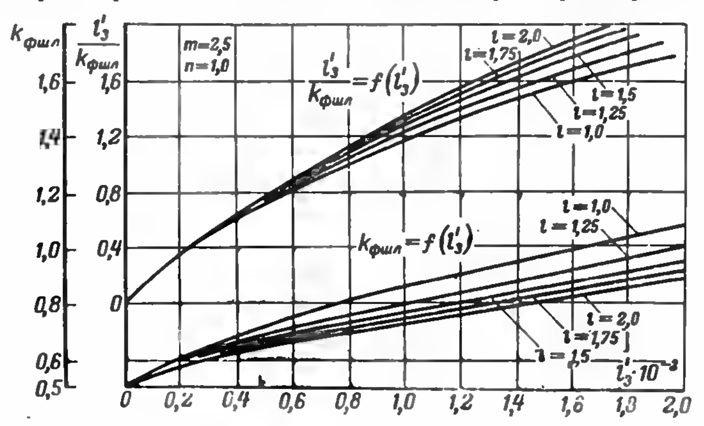


Рис. 7-2. Семейства кривых зависимостей $k_ф = f(l'_з)$ и $l'_з/k_ф = f(l'_з)$ для нормализированных броневых ленточных магнитопроводов.

но найти безразмерные геометрические параметры m, n и l по выражениям (4-42), а также относительный зазор по (7-26), после чего легко отыскивается $k_ф$ по соответствующей зависимости рис. 7-1—7-4. Несколько слож-

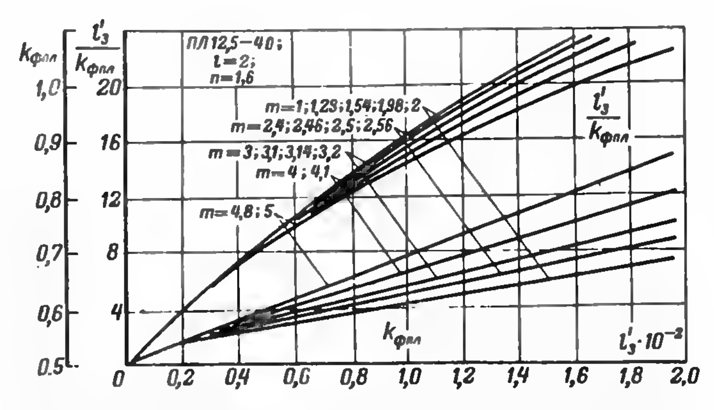


Рис. 7-3. Семейства кривых зависимостей $k_ф = f(l'_з)$ и $l'_з/k_ф = f(l'_з)$ для стержневых ленточных магнитопроводов ПЛ10—ПЛ12,5.

нее решается обратная задача — определение зазора, обеспечивающего получение заданной индуктивности дросселя с известным числом витков. Эта задача решается следующим образом.

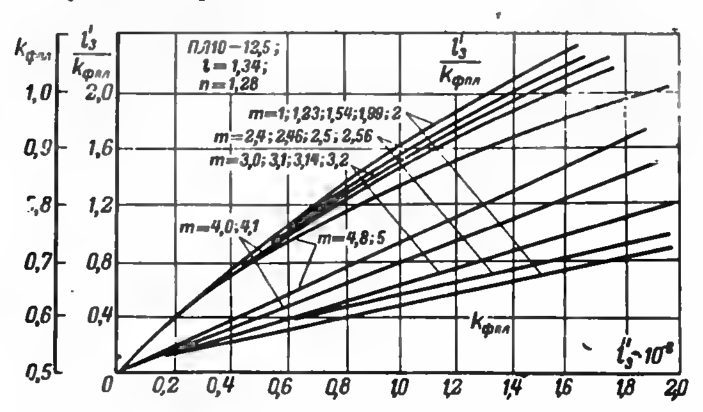


Рис. 7-4. Семейства кривых зависимостей $k_ф=f(l'_з)$ и $l'_з/k_ф=f(l'_з)$ для стержневых ленточных магнитопроводов ПЛ12,5—ПЛ40.

Из (7-4), (7-5) с учетом (4-42) находим:

$$l_з=\frac{w^2k_фa^2l}{L_{д.п.т}}\mu_0; \quad (7\text{-}27)$$

$$\frac{l'_з}{k_ф}=\frac{w^2a^2l\mu_0}{L_{д.п.т}l_{ст}}. \quad (7\text{-}28)$$

Подсчитав требуемое значение $l'_з/k_ф$ по (7-28), по соответствующей зависимости определяем необходимый относительный зазор $l'_з$ и далее зазор

$$l_з=l'_зl_{ст}. \quad (7\text{-}29)$$

Как показали экспериментальные исследования, погрешность расчетов по указанным ранее графическим зависимостям не превышает 20% в самом неблагоприятном случае.

7-5. Аналитический расчет линейного дросселя переменного тока

Для расчета л. д. п. т. на заданное падение напряжения должны быть известны: индуктивность дросселя, действующее значение рабочего тока, активное сопротивление обмотки, допустимая температура провода.

Если в техническом задании оговорено использование нестандартных магнитопроводов, то их размеры могут быть оптимизированы по массе, объему или стоимости.

При выполнении л. д. п. т. на нормализованном магнитопроводе расчет производят в следующем порядке:

1. Выбирают тип магнитопровода, материал обмотки и магнитопровода.

2. Подсчитывают произведение $L_{д.п.т}I^2_{д.п.т}$ и определяют индукцию дросселя $B_{макс}$.

Для л. д. п. т. с магнитопроводами из стали Э320 толщиной 0,35 *мм* рекомендуются значения $B_{макс}$ в зависимости от произведения $L_{д.п.т}I^2_{д.п.т}$ приведенные в табл. 7-3.

Таблица 7-3

$L_{д.п.т}I^2_{д.п.т}$, *гн·а²*	0,2	0,6	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0
$B_{макс}$, *тл*	1,0	1,1	1,2	1,3	1,35	1,3	1,25

3. Задаются ориентировочно значением коэффициента $k_{ок}$ в пределах 0,2—0,35 (меньшие значения $k_{ок}$ соответствуют меньшим значениям $L_{д.п.т}I^2_{д.п.т}$). Коэффициент $k_{ст}$ определяют по табл. 5-4.

4. Подсчитывают величину N_I по (7-9).

5. По табл. 7-4 (для броневого дросселя) или 7-5 (для стержневого) выбирают типоразмер магнитопровода, у которого величина $N_I = S_{ст}{}^2 S_{ок}/l_{ср.в}$ не меньше вычисленного значения. Далее находят значения безразмерных геометрических параметров m, n, l (по 4-42), $l_{ст}$ — из табл. П2-2 или П2-5, $S_{ок}$ — из табл. 4-1 и величину $l_{ср.в}$ — из табл. 7-4 или 7-5.

6. По табл. 5-3 уточняют величину $k_{ок}$. Если рекомендуемое значение $k_{ок}$ для выбранного типоразмера магнитопровода окажется отличным от принятого ранее, то следует выбор повторить.

7. Определяют число витков обмотки, используя (7-6),

$$w = \sqrt{\frac{R_{д.п.т} S_{ок} k_{ок}}{l_{ср.в}\rho}}.$$

Таблица 7-4

Магнитопровод	$l_{ср.в}$, *см*	$V_I=\frac{S_{ст}^2 S_{ок}}{l_{ср.в}}$, *см*⁵	Магнитопровод	$l_{ср.в}$, *см*	$V_I=\frac{S_{ст}^2 S_{ок}}{l_{ср.в}}$, *см*⁵
ШЛ 6×6,5	4,38	0,0297	ШЛ 20×20	14,28	10,0
ШЛ 6×8	4,68	0,0443	ШЛ 20×25	15,25	16,2
ШЛ 6×10	5,09	0,0636	ШЛ 20×32	16,68	23,85
ШЛ 6×12,5	5,58	0,0907	ШЛ 20×40	18,23	34,6
ШЛ 8×8	5,71	0,1145	ШЛ 25×25	17,83	33,6
ШЛ 8×10	6,11	0,1675	ШЛ 25×32	19,25	51,2
ШЛ 8×12,5	6,61	0,242	ШЛ 25×40	20,8	73,5
ШЛ 8×16	7,32	0,358	ШЛ 25×50	22,81	104,5
ШЛ 10×10	7,14	0,35	ШЛ 32×32	22,8	115,9
ШЛ 10×12,5	7,64	0,51	ШЛ 32×40	24,4	126
ШЛ 10×16	8,34	0,74	ШЛ 32×50	26,4	246
ШЛ 10×20	9,14	1,06	ШЛ 32×64	29,21	360
ШЛ 12×12,5	8,66	0,91	ШЛ 40×40	28,35	358
ШЛ 12×16	9,35	1,38	ШЛ 40×50	30,59	510
ШЛ 12×20	10,18	2,04	ШЛ 40×64	33,38	776
ШЛ 12×25	11,15	2,83	ШЛ 40×80	36,5	1 110
ШЛ 16×16	11,43	3,62			
ШЛ 16×20	12,22	5,22			
ШЛ 16×25	13,21	7,52			
ШЛ 16×32	14,62	11,11			

8. Подсчитывают максимальное сечение провода обмотки

$$S_{пр}=\frac{1}{w} S_{ок} k_{ок},\ см^2,$$

и по табл. П1-1 выбирают провод с ближайшим к расчетному сечением.

9. Определяют величину немагнитного зазора:

а) подсчитывают отношение $l'_з/k_ф$ по (7-28)';

б) по зависимости $l'_з/k_ф=f(l'_з)$ рис. 7-1—7-4 определяют относительный зазор $l'_з$;

в) находят немагнитный зазор л. д. п. т.

$$l_з=l'_з l_{ст}.$$

Таблица 7-5

Магнитопровод	$l_{ср.в}$, см		$\frac{S^2_{ст} S_{ок}}{l_{ср.в}}$, см⁵	
	с одной катушкой	с двумя катушками	с одной катушкой	с двумя катушками
ПЛ 6,5×8	6,31	5,05	0,665	0,085
ПЛ 6,5×10			0,831	0,1037
ПЛ 6,5×12,5			0,1037	0,1297
ПЛ 6,5×16			0,133	0,166
ПЛ 8×12,5	7,24	5,66	0,172	0,221
ПЛ 8×16			0,221	0,283
ПЛ 8×20			0,276	0,353
ПЛ 8×25			0,345	0,442
ПЛ 10×20	8,45	6,46	0,45	0,586
ПЛ 10×25			0,565	0,639
ПЛ 10×32			0,724	0,947
ПЛ 10×40			0,912	1,19
ПЛ 12,5×25	10,7	8,25	1,465	1,905
ПЛ 12,5×32			1,870	2,425
ПЛ 12,5×40			2,35	3,06
ПЛ 12,5×50			2,94	3,82
ПЛ 12,5×30	13,78	10,64	4,17	5,43
ПЛ 12,5×40			5,59	7,19
ПЛ 12,5×50			6,91	8,93
ПЛ 12,5×60			8,38	10,8
ПЛ 16×40	17,44	13,5	14,7	19,3
ПЛ 16×50			18,5	24,0
ПЛ 16×65			24	31,4
ПЛ 16×80			29,5	38,5
ПЛ 20×50	22,04	17,02	45	59,4
ПЛ 20×60			55,7	71,4
ПЛ 20×80			73,5	95
ПЛ 20×100			91,6	118,5
ПЛ 25×65	27,55	21,22	145,5	188,3
ПЛ 25×80			179,2	232
ПЛ 25×100			224,2	290
ПЛ 25×120			269,0	348
ПЛ 32×80	34,88	27,0	475	615
ПЛ 32×100			595	768
ПЛ 32×130			770	996
ПЛ 32×160			949	1 230
ПЛ 40×100	44,08	34,04	1 470	1 919
ПЛ 40×120			1 775	2 289
ПЛ 40×160			2 349	3 060
ПЛ 40×200			2 961	3 848

Если допускается использование нестандартных магнитопроводов, оптимизированных по размерам, то расчет л. д. п. т. производят в указанной выше последовательности с отличием в п. 5:

а) подсчитывают коэффициент β; в зависимости от выбранной конфигурации магнитопровода находят оптимальные безразмерные параметры л. д. п. т. m, n и l по табл. 7-2;

б) определяют коэффициент $n_г$ по табл. 7-1;

в) подсчитывают базовый размер a по (7-19);

г) определяют геометрические размеры b, c, h по найденным величинам m, n, l по (4-42) и $l_{ср.в}$, $l_{ст}$, $S_{ок}$ — по табл. 4-1.

Пример 1. Рассчитать л. д. п. т. по следующим данным: индуктивность дросселя $L_{д.п.т}=1{,}25$ *гн*; действующее значение рабочего тока $I_{д.п.т}=0{,}7$ *а*; активное сопротивление дросселя $R_{д.п.т}=23{,}5$ *ом*; допустимая температура провода $t_{пр.доп}=105\,°C$; л. д. п. т. необходимо выполнить на нормализованном магнитопроводе.

Расчет ведется в следующем порядке:

1. Выбираем магнитопровод типа ШЛ, материал обмотки — медь, магнитопровода — сталь Э320.

2. Подсчитываем $L_{д.п.т}I^2_{д.п.т}=1{,}25\cdot0{,}7^2=0{,}61$ *гн·а²* и определяем $B_{макс}=1{,}1$ *тл* по табл. 7-3.

3. Задаемся $k_{ок}=0{,}3$. По табл. 5-4 определяем $k_{ст}=0{,}9$.

4. Находим по (7-9)

$$N_I=\frac{(1{,}25\cdot0{,}7)^2\cdot2\cdot2{,}35\cdot10^{-6}}{0{,}9^2\cdot0{,}3\cdot23{,}5\cdot1{,}1^2\cdot10^{-8}}=51{,}5\ см^4,$$

$$\rho_м=1{,}75\cdot10^{-6}[1+0{,}004(105-20)]=2{,}35\cdot10^{-6}\ ом\cdot см.$$

5. Выбираем по табл. 7-4 и П2-2 магнитопровод ШЛ25 × 32, имеющий $N_I=51{,}2$ *см⁴*; $l=1{,}28$; $n=1{,}0$; $m=2{,}5$; $S_{ок}=15{,}6$ *см²*; $l_{ср.в}=19{,}25$ *см*; $l_{ст}=21{,}3$ *см*.

6. По табл. 5-3 $k_{ок}=0{,}34$.

Проверяем соответствие выбранного типоразмера

$$N'_I=N_I\frac{0{,}3}{0{,}34}=45{,}3\ см^4.$$

По табл. 7-4 повторно выбираем магнитопровод ШЛ25 × 32, так как ближайший меньший типоразмер имеет $N'_I=33{,}6$ *см⁴*.

7. Определяем

$$w=\sqrt{\frac{23{,}5\cdot15{,}6\cdot0{,}34}{19{,}25\cdot2{,}35\cdot10^{-6}}}=1\,660\ витков.$$

8. Подсчитываем

$$s_{пр} = \frac{15,6 \cdot 0,34}{1\,660} = 0,32 \cdot 10^{-2}\ см^2 = 0,32\ мм^2$$

и по табл. П1-1 выбираем провод ПЭВ-2 диаметром 0,64 *мм*.

9. Определяем немагнитный зазор

а) $\frac{l'_з}{k_ф} = \frac{1\,660^2 \cdot 2,5^2 \cdot 1,28 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{1,25 \cdot 21,3} = 1,035;$

б) по рис. 7-2 находим $l'_з = 0,78 \cdot 10^{-2}$;

в) $l_з = 0,78 \cdot 10^{-2} \cdot 21,3 = 0,166$ *см* $= 1,66$ *мм*.

10. Подсчитываем габаритный объем и массу л. д. п. т. по (7-20), (7-21) и табл. 7-1

$$V_{д.п.т} = 2,5^3 \cdot 2(1+1)(1,28+2)(1+2,5) = 718\ см^3;$$

$$G_{д.п.т} = 2,5^3[0,9 \cdot 7,65 \cdot 1,28(1,57+5+2) + 0,34 \cdot 8,8 \cdot 2,5 \times \times (2+3,14+2,56)] = 2\,080\ г = 2,08\ кг.$$

Пример 2. Рассчитать л. д. п. т. по исходным данным примера 1. Допускается использование нестандартного магнитопровода, оптимального по объему.

Расчет начинаем с п. 5, так как пп. 1-4 выполнены в примере 1.

5. а) По табл. 7-2 находим для оптимального объема безразмерные геометрические параметры

$$l = 2,7;\ n = 0,5;\ m = 1,5.$$

б) Определяем $n_г$ по табл. 7-1

$$n_г = \frac{2,7^2 \cdot 0,5 \cdot 1,5}{2 + 2 \cdot 2,7 + 3,14 \cdot 0,5} = 0,609.$$

в) Подсчитываем

$$N'_I = 51,6\frac{0,3}{0,34} = 45,5$$

$$a = \left(\frac{45,5}{0,609}\right)^{0,2} = 2,37\ см,$$

используя из примера 1 значение N_I.

г) Определяем размеры л. д. п. т.: $b = 2,37 \cdot 2,7 = 6,4$ *см*; $c = 2,37 \cdot 0,5 = 1,18$ *см*; $h = 2,37 \cdot 1,5 = 3,55$ *см*; $l_{ст} = 2,37(1,57+3+1) = 13,2$ *см*; $l_{ср.в} = 2,37(2+5,4+1,57) = 21,2$ *см*; $S_{ок} = 2,37 \cdot 0,5 \cdot 1,5 = 4,2$ *см²*.

6. Уточнение $k_{ок}$ не производим, так как это проделано в примере 1.

7. Определяем $w = \sqrt{\frac{23,5 \cdot 4,2 \cdot 0,34}{21,2 \cdot 2,35 \cdot 10^{-6}}} = 820$ витков.

8. Подсчитываем $s_{пр} = \frac{4,2 \cdot 0,34}{820} = 0,174 \cdot 10^{-2}\ см^2$

и по табл. П1-1 выбираем провод ПЭВ-2 диаметром 0,47 *мм*.

9. Определяем немагнитный зазор

а) $$\frac{l'_з}{k_ф} = \frac{820^2 \cdot 2{,}37^2 \cdot 2{,}7 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{1{,}25 \cdot 13{,}2} = 0{,}77.$$

б) Если зависимости $l'_з/k_ф$ для такого л. д. п. т. не рассчитаны, то можно воспользоваться зависимостями $l'_з/k_ф$, построенными для нормализованных магнитопроводов, имеющих геометрические соотношения, близкие к оптимальным. При этом величина зазора проверяется и уточняется экспериментально. В данном случае определяем $l'_з = 0{,}54 \cdot 10^{-2}$ по зависимости $l'_з/k_ф = f(l'_з)$ рис. 7-2.

в) $l_з = 0{,}54 \cdot 10^{-2} \cdot 13{,}2 = 0{,}0712$ *см* $= 0{,}712$ *мм*.

10. Подсчитываем габаритный объем и массу л. д. п. т.

$$V_{д.п.т} = 2{,}37^3 \cdot 2(1+1{,}5)(2{,}7+1)(1+0{,}5) = 351 \text{ см}^3;$$

$$G_{д.п.т} = 2{,}37^3[0{,}9 \cdot 7{,}65 \cdot 2{,}7(1{,}57+3+1) + 0{,}34 \cdot 8{,}8 \cdot 0{,}5 \times \times 1{,}5(2+5{,}4+1{,}57)] = 1\,600 \text{ г} = 1{,}6 \text{ кг}.$$

Таким образом, использование оптимизированного по объему магнитопровода позволило уменьшить габариты л. д. п. т. примерно в 2 раза по сравнению с таким же л. д. п. т., выполненным на нормализованном сердечнике.

7-6. Расчет дросселей переменного тока поверочным методом

Расчет дросселя переменного тока (д. п. т.) поверочным методом производится по заданным величинам действующего значения номинального тока, индуктивности (при номинальном токе) и частоте питающей сети. Вместо индуктивности может быть задано напряжение на зажимах д. п. т. (при номинальном токе). В результате расчета должны быть определены геометрические размеры сердечника д. п. т. и данные его обмотки — общее число витков, марка и диаметр провода.

Исходным выражением для расчета д. п. т. является уравнение (1-94). Это уравнение, использованное в § 1-5 для выяснения основных физических закономерностей, было получено без учета потерь в сердечнике д. п. т. и в активном сопротивлении его обмоток.

Индуктивность д. п. т. с учетом потерь определяется реактивной составляющей э. д. с. ($E_р$), индуктированной в его обмотке. На основании векторной диаграммы рис. 1-20 величина $E_р$ может быть определена как

$$E_р = E \cos \alpha, \qquad (7\text{-}30)$$

где α — угол потерь.

Как видно из уравнения (7-30), э. д. с. $E_р$ отличается от э. д. с. E лишь множителем. Поэтому на основании (1-94) индуктивность дросселя с учетом потерь равна:

$$L_{д.п.т}=\frac{w\Phi_{макс}}{I_{макс}}\cos\alpha. \qquad (7\text{-}31)$$

Преобразуем уравнение (7-31) к более удобному для расчета виду. Для этого умножим правую и левую части уравнения на I^2, умножим и разделим левую часть уравнения на $l_{ст}$. Тогда после преобразований получим:

$$LI^2=\frac{1}{\sqrt{2}}V_{ст}k_{ст}aw_{\sim}B_{макс}\cos\alpha\cdot10^{-4},\ гн\cdot а^2, \qquad (7\text{-}32)$$

где $aw_{\sim}=Iw/l_{ст}$ — удельные намагничивающие ампер-витки; $V_{ст}$ — геометрический объем магнитопровода.

Уравнение (7-32) позволяет найти объем стали д. п. т. в зависимости от магнитных характеристик материала сердечника и заданных величин индуктивности и рабочего тока.

Расчет д. п. т. производится по величине его типовой мощности, определяемой по формуле (1-95).

Тогда формула (7-32) принимает вид:

$$S_{д.п.т}=4{,}44fV_{ст}k_{ст}aw_{\sim}B_{макс}\cos\alpha\cdot10^{-4},\ ва. \qquad (7\text{-}33)$$

Для определения магнитных характеристик материала сердечника целесообразно воспользоваться семействами кривых намагничивания, снятых при различных величинах зазора в его магнитной цепи (рис. 7-5—7-9)*.

На магнитные свойства магнитопровода влияет не только его конфигурация (тип), но и его размеры (даже при геометрически подобных магнитопроводах). Строго говоря, для каждого типа магнитопровода должны быть получены свои магнитные характеристики.

Магнитные характеристики броневого д. п. т. с немагнитным зазором в магнитопроводе отличаются от соответствующих магнитных характеристик стержневого дросселя. Так, например, при зазоре $l_з=0{,}5\%$ и ампер-витках $=10$ *а/см* при частоте 50 *гц* индукция для броневых дросселей (рис. 7-5, $B_{макс}=0{,}39$ *тл*) больше индукции для стержневых дросселей (рис. 7-6, $B_{макс}=0{,}35$ *тл*) при-

* Кривые рис. 7-5—7-9 сняты экспериментально инж. З. Я. Брюхановой.

мерно на 10%, а при частоте 400 *гц* при тех же значениях зазора и ампер-витков индукция для броневых дросселей (рис. 7-8, $B_{макс}=$ $=0,51$ *тл*) больше индукции для стержневых дросселей (рис. 7-9, $B_{макс}=0,42$ *тл*) примерно на 20%.

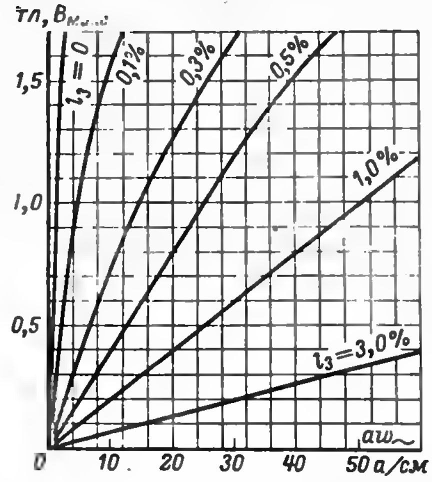


Рис. 7-5. Кривые намагничивания броневого магнитопровода типа ШЛ из стали Э330 при толщине ленты 0,35 *мм* (при частоте 50 *гц*).

Зависимость магнитных характеристик от размеров наиболее явно выражена у броневых магнитопроводов типа ШЛ. Например, при $l_з=0$ и ампервитках $aw_\sim=8$ *а/см* (при частоте 400 *гц*) величины индукции для ШЛ6 (рис. 7-7, $B_{макс}=1,3$ *тл*) и ШЛ40 (рис. 7-8, $B_{макс}=1,7$ *тл*) отличаются друг от друга примерно на 30%. Поэтому при расчетах дросселей с броневыми магнитопроводами (при $f=400$ *гц*) предлагается пользоваться двумя семействами кривых, приведенными на рис. 7-7 и 7-8.

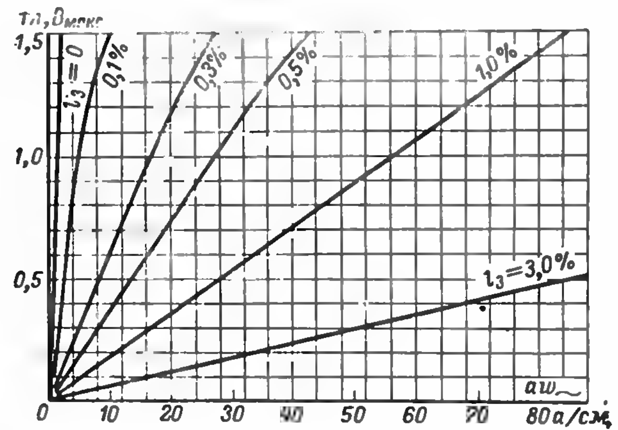


Рис. 7-6. Кривые намагничивания стержневого ленточного магнитопровода типа ПЛ из стали Э330 при толщине ленты 0,35 *мм* (при частоте 50 *гц*).

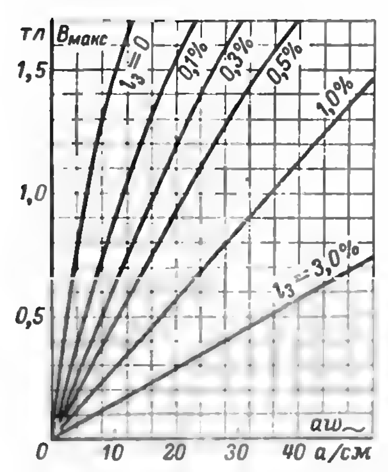


Рис. 7-7. Кривые намагничивания броневого ленточного магнитопровода типа ШЛ из стали Э340 при толщине ленты 0,15 *мм* (при частоте 400 *гц*) для типоразмеров ШЛ6, ШЛ8.

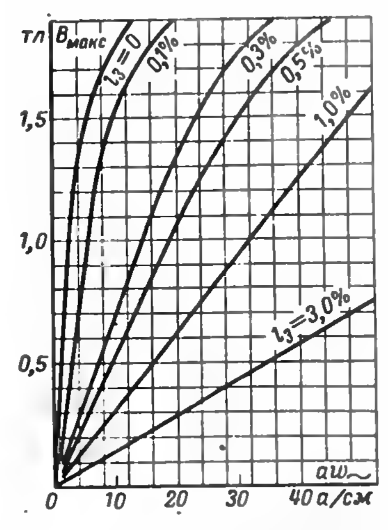


Рис. 7-8. Кривые намагничивания броневого ленточного магнитопровода типа ШЛ из стали Э340 при толщине ленты 0,15 *мм* (при частоте 400 *гц*) для типоразмеров ШЛ10—ШЛ40.

Магнитные характеристики стержневых магнитопроводов типа ПЛ мало зависят от их размеров. Это объясняется тем, что дроссель со стержневым магнитопроводом имеет меньшее рассеяние магнитного потока. Поэтому независимо от размеров стержневых магнитопроводов можно пользоваться семействами кривых намагничивания, приведенных на рис. 7-6 (при $f=50$ *гц*) и рис. 7-9 (при $f=400$ *гц*).

При расчете д. п. т. стремятся к тому, чтобы их общая масса и объем были наименьшими. С этой целью необходимо выбирать возможно большие величины индукции в магнитопроводе. Однако выбранные значения индукции не должны при этом превосходить величин, допустимых для трансформаторов. С другой стороны, необходимо, чтобы рабочая точка дросселя лежала на прямолинейном участке кривой намагничивания; при этом индуктивность д. п. т. остается постоянной при изменении рабочего тока в широких пределах. Далее в табл. 7-6 и 7-7 приведены величины $B_{макс}$ и $aw_{\sim}$ в зависимости от $S_{д.п.т}$, рекомендуемые для расчета линейных д. п. т.

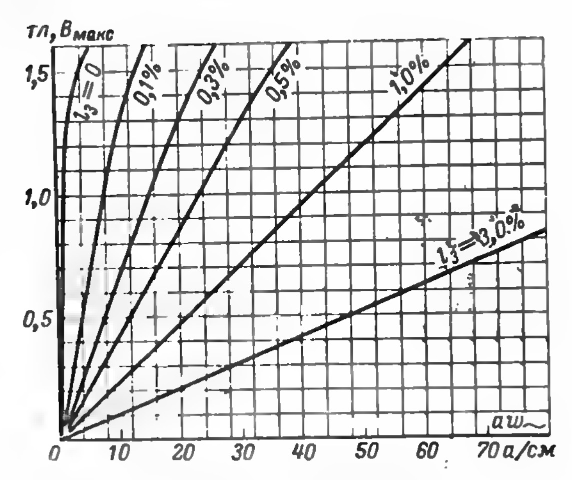


Рис. 7-9. Кривые намагничивания стержневого ленточного магнитопровода типа ПЛ из стали Э340 при толщине ленты 0,15 *мм* (при частоте 400 *гц*).

с броневыми и стержневыми ленточными магнитопроводами.

Выбор оптимального типа магнитопровода при одной и той же величине мощности д. п. т. следует производить в зависимости от требований, предъявляемых к аппаратуре. Броневой тип более прост по конструкции, чем

Таблица 7-6

Конструкция магнитопровода — броневая типа ШЛ

Частота сети, *гц*	Величина	Типовая мощность $S_{д.п.т}$, *ва*		
		до 10	10—50	50—150
50	$B_{макс}$, *тл*	1,55	1,65	1,65
	$aw_\sim$, *а/см*	8—12	12—26	26—42
	δ, *а/мм²*	1,15—1,7	1,7—2,5	2,5—2,6
400	$B_{макс}$, *тл*	1,6	1,6	1,6
	$aw_\sim$, *а/см*	20	16—30	30—45
	δ, *а/мм²*	6,2	6,2—5,8	5,8—3,9

Продолжение табл. 7-6

Частота сети, гц	Величина	Типовая мощность $S_{я.п.т}$, ва			
		150—300	300—500	500—1 000	1 000—2 000
50	$B_{макс}$, тл	1,65	1,65	1,65	1,65
	$aw_{\sim}$, а/см	42—56	56—55	55—60	60—62
	δ, а/мм²	2,6—2,3	2,3—2,1	2,1—1,9	1,9—1,8
400	$B_{макс}$, тл	1,6—1,45	1,45—1,35	1,35—1,1	1,1—1,0
	$aw_{\sim}$, а/см	45—40	40	40—45	45—38
	δ, а/мм²	3,9—2,6	2,6—2,4	2,4—1,7	1,7—1,40

Таблица 7-7

Конструкция магнитопровода — стержневая типа ПЛ

Частота сети, гц	Величина	Типовая мощность $S_{я.п.т}$, ва			
		до 50	50—150	150—300	300—500
50	$B_{макс}$, тл	1,1—1,2	1,2—1,25	1,25—1,26	1,26
	$aw_{\sim}$, а/см	27—45	45—53	53—59	59—65
	δ, а/мм²	6,7—4,0	4,0—3,1	3,1—2,5	2,5—2,0
400	$B_{макс}$, тл	1,45—1,4	1,4—1,22	1,22—1,1	1,1—1,01
	$aw_{\sim}$, а/см	18—28	28—40	33—40	36—46
	δ, а/мм²	10,5—6,8	6,8—3,6	3,6—2,6	2,6—2,4

Продолжение табл. 7-7

Частота сети, гц	Величина	Типовая мощность $S_{я.п.т}$, ва			
		500—1 000	1 000—2 000	2 000—5 000	5 000—10 000
50	$B_{макс}$, тл	1,26	1,26—1,25	1,25	—
	$aw_{\sim}$, а/см	65—75	75—80	80—85	—
	δ, а/мм²	2,0—1,8	1,8—1,5	1,5—1,3	—
400	$B_{макс}$, тл	1,01—0,88	0,88—0,71	0,71—0,6	0,6—0,47
	$aw_{\sim}$, а/см	35—46	40—50	47—60	59—68
	δ, а/мм²	2,4—1,9	1,9—1,45	1,45—1,3	1,3—1,1

стержневой, но несколько тяжелее его. В случаях, когда оговариваются минимальные поля рассеяния, следует выбирать стержневой тип с двумя катушками. Стержневой д. п. т. с одной катушкой тяжелее броневого примерно на 20% и поле рассеяния у него больше примерно в 20 раз, чем у броневого одинаковой мощности [Л. 7].

Выразим удельные намагничивающие ампер-витки д. п. т. через плотность тока в его обмотке и геометрические размеры магнитопровода

$$aw_{\sim}=\frac{Iw}{l_{ст}}=\frac{I\delta s_{пр}wS_{ст}}{l_{ст}S_{ст}}=\frac{\delta S_{ок}k_{ок}S_{ст}}{V_{ст}}. \qquad (7\text{-}34)$$

Подставляя в (7-33) значение $aw_{\sim}$ из (7-34), получаем:

$$S_{д.п.т}=4{,}44k_{ст}k_{ок}f\delta B_{макс}S_{ст}S_{ок}\cos\alpha\cdot 10^{-4},\ ва. \qquad (7\text{-}35)$$

Выражая $S_{ст}$ и $S_{ок}$ через линейный размер a и подставляя их значения в (7-35), находим:

$$S_{д.п.т}=4{,}44k_{ст}k_{ок}f\delta B_{макс}\cos\alpha\, mnla^{4}\cdot 10^{-4},\ ва. \qquad (7\text{-}36)$$

Решая уравнение (7-36) относительно базового линейного размера a и выражая плотность тока δ, $а/мм^2$, имеем:

$$a=1{,}98\sqrt[4]{\frac{S_{д.п.т}}{fk_{ок}k_{ст}\delta mnlB_{макс}\cos\alpha}},\ см. \qquad (7\text{-}37)$$

Пользуясь кривыми рис. 7-5—7-9 и формулами (7-33), (7-37), можно производить расчет д. п. т. с достаточной степенью точности.

Необходимый тепловой режим обмоток д. п. т. обеспечивается при этом соответствующим выбором величин магнитной индукции и плотности тока. Величины индукции и плотности тока в обмотках д. п. т. можно выбирать по данным табл. 7-6 и 7-7.

Для расчета д. п. т. поверочным методом должны быть заданы: вид вольт-амперной характеристики д. п. т., его индуктивность при номинальном токе $L_{д.п.т}$, *гн* [вместо индуктивности д. п. т. может быть задано напряжение на зажимах д. п. т. (при номинальном токе) $U_{д.п.т}$, *в*], номинальный рабочий ток $I_{д.п.т}$, *а*, частота питающей сети f, *гц*.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Определяем габаритную мощность дросселя $S_{д.п.т}$ по формуле (1-95).

2. Пользуясь табл. 7-6 или 7-7, выбираем величины индукции $B_{макс}$ и удельные намагничивающие ампер-витки $aw_{\sim}$.

3. Определяем объем стали магнитопровода из (7-33) по формуле

$$V_{ст} = \frac{S_{д.п.т} \cdot 10^4}{4,44 f aw_{\sim} B_{макс} \cos \alpha k_{ст}},\ см^3. \qquad (7\text{-}38)$$

Угол потерь α следует ориентировочно принимать равным 3—5°.

4. По найденной величине $V_{ст}$ и данным таблиц приложения П2 в соответствии с рекомендациями, приведенными выше, выбираем предварительно типоразмер магнитопровода.

5. По данным табл. 7-6 или 7-7 выбираем плотность тока в обмотке д. п. т.

6. Подставляя в формулу (7-37) найденные выше значения $S_{д.п.т}$, δ, $B_{макс}$, $\cos\alpha$, а также значения геометрических коэффициентов m, n и l для выбранной конструкции магнитопровода по формуле (4-42), находим пределы допустимых изменений базового линейного размера a. Величину $k_{ок}$ находим из табл. 7-8.

Таблица 7-8

Конструкция магнитопровода	Частота сети, *гц*	Коэффициент $k_{ок}$ при a, *см*									
		0,6	0,8	1,0	1,2	1,6	2,0	2,5	3,2	4,0	6,4
Броневая типа ШЛ	50	0,2[illegible]	0,20	0,20	0,20	0,23	0,3[illegible]	0,34	0,36	0,39	—
	400	0,26	0,26	0,26	0,26	0,33	0,37	0,38	0,4	0,4	—
Стержневая типа ПЛ	50	0,12	—	0,15	0,20	0,25	0,28	0,28	0,3	0,35	0,35
	400	0,18	—	0,20	0,25	0,28	0,28	0,28	0,3	0,35	0,35

7. Окончательно уточняем типоразмер магнитопровода, подбирая по соответствующей таблице приложения П2 наиболее близкие к найденным значениям $V_{ст}$ и a. Выбрав магнитопровод, выписываем из таблицы объем стали $V_{ст}$, $см^3$, и длину средней магнитной силовой линии $l_{ст}$, *см*.

8. Если найденное ранее значение $V_{ст}$ отличается от окончательно принятого более чем на 10%, следует уточнить значение $aw_{\sim}$ по формуле (7-38).

9. После уточнения величин $B_{макс}$ и $aw_{\sim}$ по соответствующим кривым $B_{макс} = f(aw_{\sim}, l_з)$ находим относительную длину зазора в магнитопроводе.

10. Находим суммарный немагнитный зазор в магнитопроводе по формуле

$$l_з = \frac{l_з\%}{100} l_{ст}, \ см, \qquad (7\text{-}39)$$

и толщину немагнитной прокладки по формуле

$$\Delta_з = \frac{l_з}{2}, \ см. \qquad (7\text{-}40)$$

11. Определяем число витков обмотки дросселя по формуле

$$w = \frac{aw_{\sim} l_{ст}}{I_{д.п.т}}. \qquad (7\text{-}41)$$

12. Производим конструктивный расчет обмотки дросселя, пользуясь указаниями, приведенными в § 2-6. При этом для определения изоляционных расстояний и испытательного напряжения используется величина напряжения на дросселе

$$U_{д.п.т} = 2\pi f I L_{д.п.т}, \ в. \qquad (7\text{-}42)$$

Пример. Рассчитать л. д. п. т. по следующим данным: индуктивность $L_{д.п.т} = 0{,}08$ *гн*; рабочий ток $I_{д.п.т} = 1{,}1$ *а*; частота питающей сети $f = 400$ *гц*.

1. Подсчитываем габаритную мощность д. п. т. по формуле (1-95)

$$S_{д.п.т} = 6{,}28 \cdot 400 \cdot 0{,}08 \cdot 1{,}1^2 = 243 \ ва.$$

2. Выбираем броневой тип магнитопровода как наиболее простой по конструкции; по табл. 7-6 выбираем $B_{макс} = 1{,}45$ *тл*; $aw_{\sim} = 40$ *а/см*.

3. По формуле (7-38) определяем.

$$V_{ст} = \frac{243 \cdot 10^4}{4{,}44 \cdot 400 \cdot 40 \cdot 1{,}45 \cdot 0{,}995 \cdot 0{,}9} = 26{,}4 \ см^3.$$

4. По табл. П2-2 выбираем предварительно магнитопровод ШЛ12 × 25.

5. По табл. 7-6 выбираем $\delta = 3{,}2$ *а/мм²*.

6. По формуле (7-37) и пользуясь табл. 7-8, находим базовый линейный размер

$$a = 1{,}98 \sqrt[4]{\frac{243}{400 \cdot 0{,}26 \cdot 0{,}9 \cdot 3{,}2 \cdot 2{,}5 \cdot (1-2) \cdot 2 \cdot 1{,}45 \cdot 0{,}995}} = 1{,}15-1{,}365 \ см.$$

7. Останавливаемся на выбранном типоразмере магнитопровода ШЛ12 × 25, у которого $V_{ст} = 29{,}0$ *см³*; $l_{ст} = 10{,}2$ *см* (сталь Э340, толщина ленты 0,15 *мм*, $k_{ст} = 0{,}9$).

8. Уточняем значение $aw_{\sim}$ по формуле (7-38):

$$aw_{\sim} = \frac{243 \cdot 10^4}{29,0 \cdot 4,44 \cdot 400 \cdot 1,45 \cdot 0,995 \cdot 0,9} = 36,5 \text{ а/см}.$$

9. По кривым рис. 7-8, зная величины $aw_{\sim}$ и $B_{макс}$, находим $l_в = 0,75\%$.

10. По формулам (7-39) и (7-40) находим толщину немагнитной прокладки

$$l_в = \frac{0,75}{100} \cdot 10,2 = 0,0765 \text{ см}; \; \Delta_в = \frac{0,0765}{2} = 0,038 \text{ см}.$$

11. По формуле (7-41) определяем число витков обмотки д. п. т.

$$w = \frac{36,5 \cdot 10,2}{1,1} = 339 \text{ витков}.$$

12. Производим конструктивный расчет по методике, изложенной в § 2-6.

Глава восьмая

РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

8-1. Предварительные замечания

Дроссели насыщения, как и дроссели переменного тока, могут быть рассчитаны аналитическими и поверочными методами.

Однако в отличие от д. п. т. дроссели насыщения (д. н.) обладают значительно большей нелинейностью, что резко усложняет задачу их аналитического расчета.

Вопросы аналитического расчета дросселей насыщения и их оптимизации представляют собой сложную проблему, разработке которой посвящены труды проф. А. М. Бамдаса и его школы [Л. 9]. Однако эту проблему нельзя считать в настоящее время полностью решенной.

На практике расчет д. н. производится преимущественно поверочными методами, основанными на использовании семейств экспериментальных электромагнитных характеристик.

Электромагнитные характеристики д. н. зависят от многих факторов: от конструкции д. н., марки и толщины магнитного материала, частоты сети и электрической схемы соединения обмоток д. н. Поэтому при расчете д. н. поверочными методами все эти факторы должны быть известны.

Большое значение для расчета имеет правильный выбор параметров, характеризующих рабочий режим д. н.: магнитной индукции (или пропорциональной ей величины $4kB_{макс}$), удельных переменных и постоянных ампервитков намагничивания ($aw_{\sim}$ и $aw_{=}$), удельных потерь в стали ($p_{ст}$) и плотностей тока в обмотках ($\delta_{\sim}$, $\delta_{=}$). Все эти параметры должны быть выбраны так, что при любых их сочетаниях, имеющих место в процессе работы д. н., нагрев его обмоток не превышал допустимого. Таким образом, при расчете д. н. поверочными методами все его параметры должны быть заданы исходя из условия обеспечения требуемого теплового режима.

Существенным отличием д. н. от трансформатора является то, что д. н., как правило, включается последовательно с нагрузкой, в результате чего нагрузка оказывает значительное влияние на его электромагнитные характеристики. С целью получения большей точности расчета электромагнитные характеристики д. н. должны сниматься в режимах, наиболее близких к рабочему.

В цепи, состоящей из нелинейного д. н. и нагрузки, токи и напряжения в общем случае несинусоидальны. На практике применяют метод линеаризации нелинейных характеристик, при котором несинусоидальные токи и напряжения заменяются синусоидальными с действующими значениями, равными действующим значениям реальных напряжений и токов.

В этом случае зависимость между напряжением на зажимах д. н. и напряжением на нагрузке может быть определена из уравнения

$$U_{д.н} = \sqrt{U^2_{сети} - U^2_{н} \cos^2 \varphi_{н}} - U_{н} \sin \varphi_{н}, \qquad (8\text{-}1)$$

где $\varphi_{н}$ — угол сдвига фаз между напряжением и током нагрузки.

Дроссели насыщения, включенные последовательно с нагрузкой, используются в двух основных режимах — режиме стабилизатора и режиме регулятора. При активной нагрузке ($\cos \varphi_{н} = 1$) зависимость, выражаемая формулой (8-1), позволяет определить крайние пределы изменения напряжения на зажимах дросселя насыщения:

а) в режиме стабилизатора

$$\left. \begin{aligned} U_{д.н.макс} &= \sqrt{U^2_{сети\ макс} - U^2_{н}}; \\ U_{д.н.мин} &= \sqrt{U^2_{сети\ мин} - U^2_{н}}; \end{aligned} \right\} \qquad (8\text{-}2)$$

б) в режиме регулятора

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{д.н.макс}} &= \sqrt{U^2_{\text{сети макс}} - U^2_{\text{н.мин}}}; \\ U_{\text{д.н.мин}} &= \sqrt{U^2_{\text{сети мин}} - U^2_{\text{н.макс}}}. \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}3)$$

8-2. Электромагнитные характеристики дросселей насыщения различных конструкций

Сердечники д. н. изготовляются из электротехнических сталей. Рекомендации по выбору марок стали и их толщин для магнитопроводов д. н. различной конструкции при частотах 50, 400 и 1 000 *гц* приведены в табл. 8-1.

При выборе конструкции магнитопровода следует учитывать, что габариты д. н. с ленточными витыми магнитопроводами на 10—25% меньше габаритов соответствующих д. н. с пластинчатыми штампованными магнитопроводами.

Применяемые на практике конструкции д. н. описаны в гл. 2. В радиоэлектронной аппаратуре применяются обычно однофазные д. н. как в однофазных, так и в трехфазных схемах.

Однофазные д. н. могут быть выполнены либо на одном броневом магнитопроводе (одноплоскостные д. н.), либо на двух отдельных магнитопроводах любого типа — броневого, стержневого или кольцевого. Дроссели насыщения с двумя отдельными магнитопроводами имеют конструкцию, либо полностью разделенную на два отдельных элемента, либо сочлененную. Сочленение, как правило, осуществляется общей обмоткой управления. Такие конструкции более компактны и имеют примерно на 15—20% меньшую массу, чем раздельные [Л. 9].

Дроссели насыщения одноплоскостной броневой конструкции имеют большее рассеяние переменного магнитного потока, поэтому его свойства несколько хуже, чем свойства д. н. с двумя магнитопроводами. Однако броневые д. н. с одним магнитопроводом более технологичны; они имеют простую конструкцию и поэтому широко применяются в аппаратуре. Дроссели насыщения, собираемые из стержневых магнитопроводов, выполняются аналогично броневой конструкции.

Тороидальные д. н. практически не имеют рассеяния; они обладают наилучшими электромагнитными характеристиками вследствие отсутствия в их магнитной

Таблица 8-1

Частота тока, *гц*	Конструкция магнитопровода	Марка стали	Толщина стали, *мм*
50	Броневая, стержневая пластинчатая	Э42, Э3200	0,35; 0,20; 0,35
	Кольцевая ленточная	Э320, Э330	0,10* 0,20** 0,35**
	Броневая, стержневая ленточная	Э320, Э330	0,10* 0,20** 0,35***
400	Броневая, стержневая пластинчатая	Э44, Э340	0,20
	Кольцевая ленточная	Э340, Э350, Э360	0,08; 0,15
		50Н, 50НП, 34НКМП, 79НМ, 79НМУ, 80НХС	0,08; 0,10; 0,15; 0,20
	Броневая, стержневая ленточная	Э340, Э350, Э360	0,08; 0,15
1 000 и более	Кольцевая ленточная	Э340, Э350, Э360	0,05; 0,08
		50Н, 50НП, 34НКМП, 79НМ, 79НМУ, 80НХС	0,02; 0,04; 0,05

* При ширине ленты менее 10 *мм*.
** При ширине ленты 10 *мм* и более.
*** При ширине ленты 20 *мм* и более.

цепи воздушных зазоров. К их недостаткам следует отнести сложность намотки и небольшие предельно допустимые мощности.

Для расчета д. н. поверочным методом необходимо иметь два семейства экспериментальных кривых — семейство кривых одновременного намагничивания переменным и постоянным магнитными полями $4kB_{макс} = f(aw_{=})$ и семейство кривых удельных потерь в сердечнике $p_{ст} = f(4kB_{макс})$, снятых при различных неизменных значениях $aw_{\sim}$.

Магнитные характеристики сердечников д. н., изготовленных из одной и той же марки стали одинаковой

толщины, зависят от частоты, конструкции магнитопровода, конструкции д. н., способа соединения рабочих обмоток, наличия обратной связи, наличия сопротивления в цепи управления и его величины, формы кривой напряжения и тока в цепи рабочих обмоток.

Ниже приведены семейства кривых одновременного намагничивания и кривых удельных потерь в сердечнике для наиболее часто используемых магнитных материалов и конструкций магнитопроводов д. н.

Кривые одновременного намагничивания могут быть охарактеризованы двумя параметрами — кратностью изменения магнитной индукции

$$k_в = \frac{(4kB_{макс})_{макс}}{(4kB_{макс})_{мин}} \tag{8-4}$$

и крутизной рабочего участка характеристики $4kB_{макс} = f(aw_{=})$ при $aw_{\sim} = \text{const}$

$$k_k = \frac{(4kB_{макс})_{макс} - (4kB_{макс})_{мин}}{aw_{=\,макс} - aw_{=\,мин}}. \tag{8-5}$$

На рис. 8-1—8-7 приведены кривые одновременного намагничивания д. н. различных конструкций без обратной связи, работающих при частоте 50 *гц* *.

На рис. 8-1 приведены зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{=}, aw_{\sim})$ для д. н. с броневым одноплоскостным пластинчатым магнитопроводом из горячекатаной и на рис. 8-2 из холоднокатаной стали при последовательном соединении рабочих обмоток. Кривые пригодны для всего ряда типоразмеров пластинчатых магнитопроводов, приведенных в табл. П2-1. Однако при пользовании кривыми следует иметь в виду, что магнитные характеристики малых типоразмеров магнитопроводов имеют несколько меньшую (примерно на 20%) кратность изменения магнитной индукции и меньшую (примерно в 1,5 раза) крутизну, чем магнитные характеристики больших типоразмеров. Из сравнения кривых видно, что в д. н. с сердечником из холоднокатаной стали можно допустить бо́льшую величину $4kB_{макс}$ (примерно на 10%), что дает возможность несколько уменьшить габариты д. н. по сравнению с д. н. с сердечником из горячекатаной стали при той же типовой мощности.

---

* Кривые рис. 8-3, 8-4, 8-8, 8-12, 8-13, 8-15—8-18 сняты экспериментально инж. Л. В. Удалых.

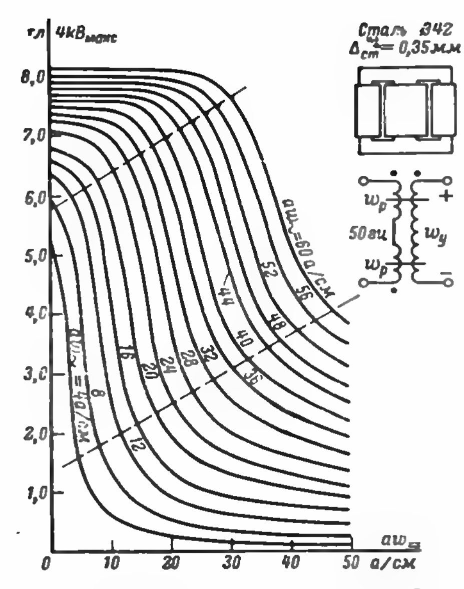


Рис. 8-1. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного пластинчатого магнитопровода (сталь Э42, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

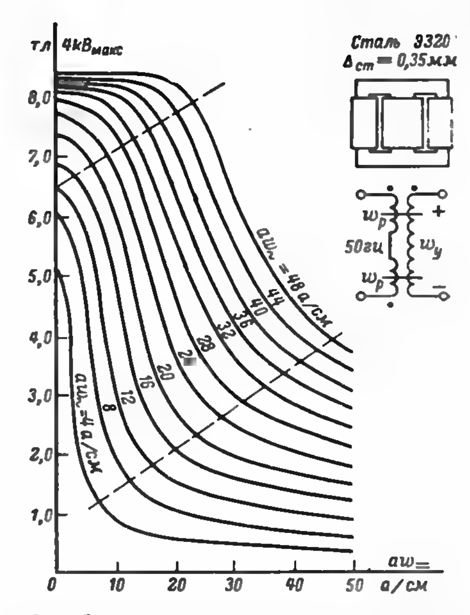


Рис. 8-2. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного пластинчатого магнитопровода (сталь Э320, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Рабочие обмотки соединены последовательно.

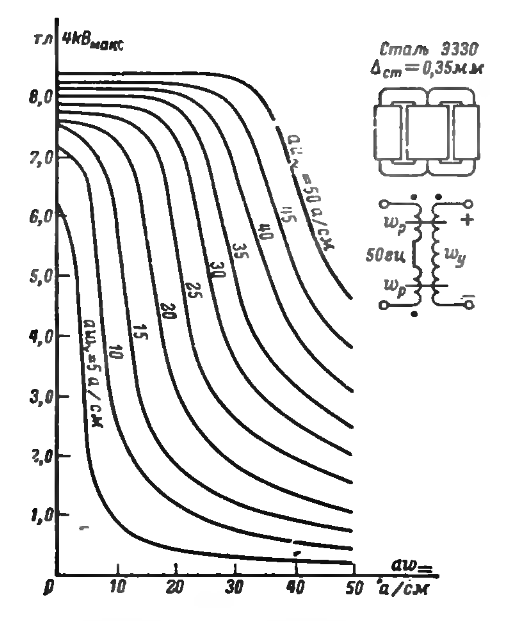


Рис. 8-3. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f = 50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

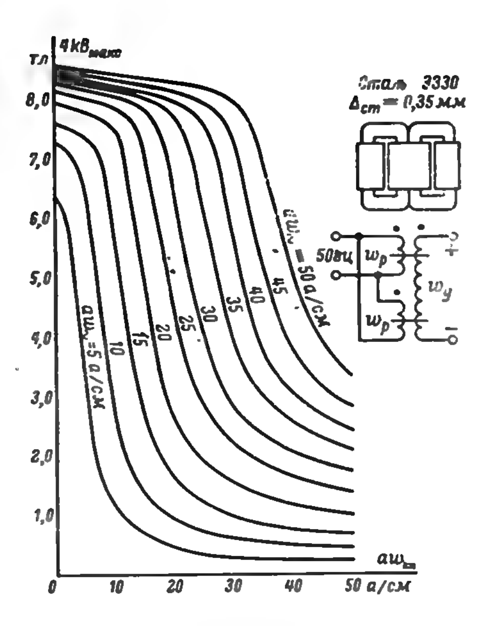


Рис. 8-4. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f = 50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены параллельно.

На рис. 8-3 приведены зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{=})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$ для д. н. с броневыми одноплоскостными ленточными сердечниками при последовательном и на рис. 8-4 — при параллельном соединении рабочих обмоток. Из сравнения кривых видно, что характеристики одного и того же сердечника при прочих равных условиях зависят от способа соединения рабочих обмоток — при последовательном соединении обмоток характеристики имеют меньшую крутизну рабочего участка (примерно на 20—25%), чем при параллельном соединении.

На рис. 8-5 приведены зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{=})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$ для д. н. с двумя броневыми ленточными сердечниками при последовательном и на рис. 8-6 — при параллельном соединении рабочих обмоток. Из сравнения этих характеристик с характеристиками одноплоскостных д. н. (например, рис. 8-3) видны преимущества д. н. с двумя сердечниками (из-за меньшего рассеяния магнитного потока) — у него значительно больше кратность изменения магнитной индукции (примерно в 1,5—2 раза).

На рис. 8-7 приведены зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{=})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$ для д. н. с двумя кольцевыми сердечниками при последовательном соединении рабочих обмоток.

На рис. 8-8 приведены кривые одновременного намагничивания для д. н. с самонасыщением, работающих при частоте 50 *гц*. Магнитопровод д. н. — броневой одноплоскостной ленточный.

На рис. 8-9 — 8-11 приведены зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{=})$ при $aw_{\sim}=\text{const}$ для д. н. различной конструкции, работающих при частоте 400 *гц* без обратной связи, на рис. 8-12 и 8-13 — для д. н. с самонасыщением.

Из сравнения кривых д. н. без обратной связи (рис. 8-10), и д. н. с самонасыщением (рис. 8-12) видно, что для создания одного и того же магнитного режима сердечника д. н. (при одинаковых $aw_{\sim}$ и $4kB_{макс}$) необходимо создать подмагничивающие ампер-витки управления для д. н. без обратной связи в 3—4 раза больше, чем для д. н. с самонасыщением. Из этого следует, что для управления д. н. с самонасыщением требуется источник питания значительно меньшей мощности.

Рабочими участками кривых одновременного намагничивания являются участки с наибольшей крутиз-

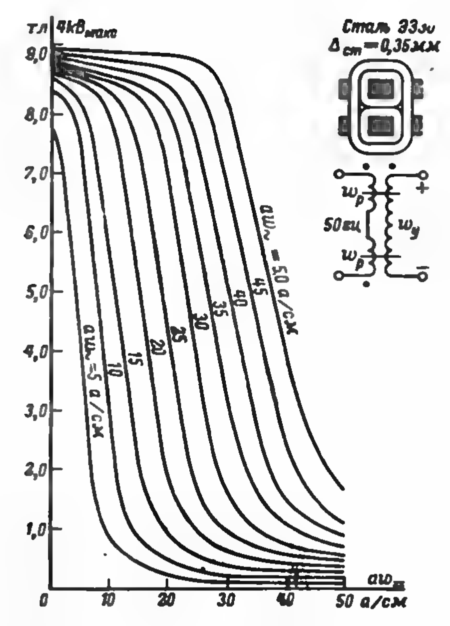


Рис. 8-5. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода из двух сердечников (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

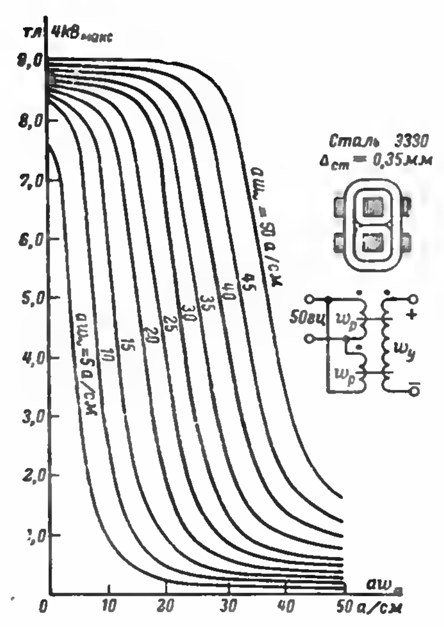


Рис. 8-6. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода из двух сердечников (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены параллельно.

21—1485

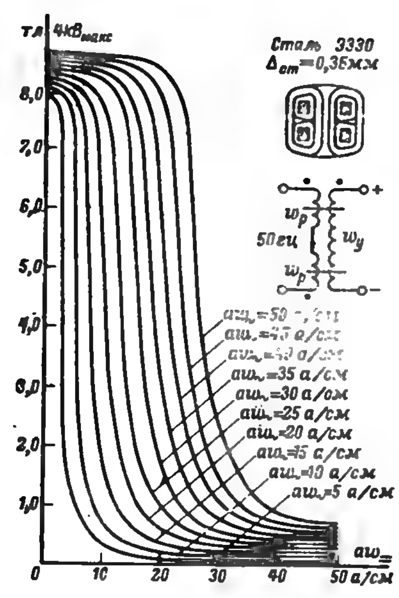


Рис. 8-7. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для кольцевого ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

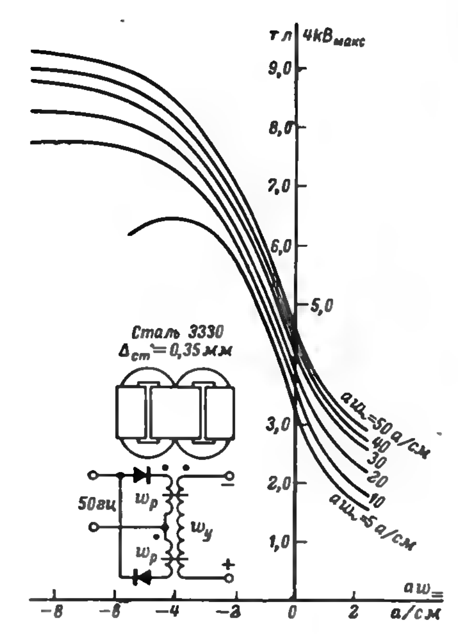


Рис. 8-8. Зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

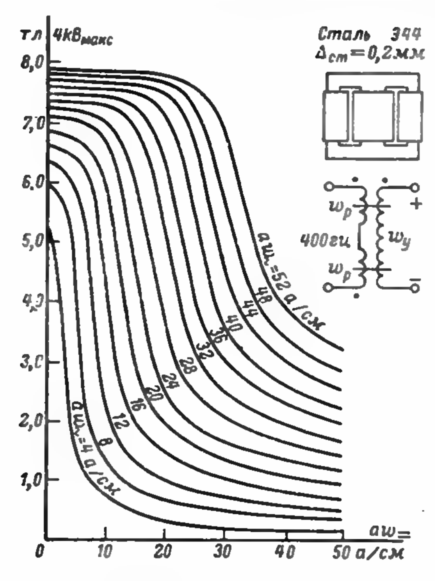


Рис. 8-9. Зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного пластинчатого магнитопровода (сталь Э44, 0,2 *мм*), $f=400$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

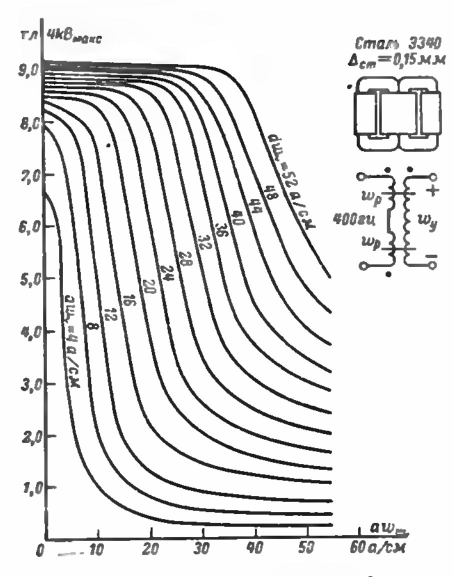


Рис. 8-10. Зависимости $4kB_{макс}=f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого одноплоскостного ленточного магнитопровода (сталь Э340, 0,15 *мм*), $f=400$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

ной. Границы этих участков показаны в качестве примера на рис. 8-1 и 8-2 двумя наклонными линиями.

Рабочие точки, соответствующие предельным режимам работы д. н., следует выбирать так, чтобы они лежали внутри области, ограниченной указанными выше наклонными линиями.

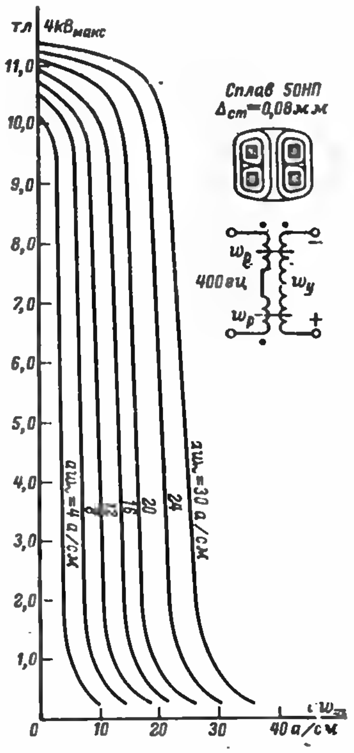


Рис. 8-11. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_\sim, aw_=)$ для кольцевого ленточного магнитопровода (сплав 50НП, 0,08 *мм*), $f=400$ *гц*. Рабочие обмотки д. н. соединены последовательно.

На рис. 8-14 приведено примерное расположение рабочих точек для д. н., работающих в режимах стабилизации напряжения и регулирования тока. На рис. 8-14,*а* рабочая точка *I* соответствует наибольшему, а точка *II* — наименьшему напряжению на зажимах д. н. На рис. 8-14,*б* рабочая точка *I* соответствует наименьшему напряжению на зажимах д. н.; при этом ток через д. н. достигает наибольшего своего значения. Точка *II* соответствует наибольшему напряжению и наименьшему току. В обоих режимах точки *I* соответствуют наибольшей мощности д. н.

Как уже указывалось, для выполнения теплового расчета д. н. необходимо иметь кривые зависимости удельных потерь в сердечнике от индукции при одновременном намагничивании сердечника переменным и постоянным полем. На рис. 8-15 и 8-16 приведены кривые зависимости $p_{ст}=f(4kB_{макс})$, снятые при $aw_\sim = \text{const}$ для д. н. при частоте 50 *гц*; на рис. 8-17 — 8-19 * — при частоте 400 *гц*.

---

* Кривые рис. 8-19 сняты экспериментально инж. Я. Г. Аббасовым.

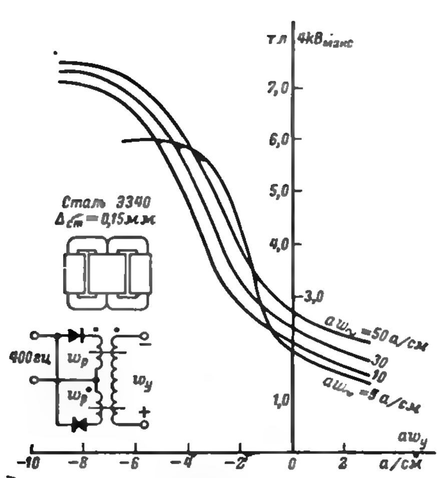


Рис. 8-12. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого однoплоскостного ленточного магнитопровода (сталь Э340, 0,15 *мм*), $f=400$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

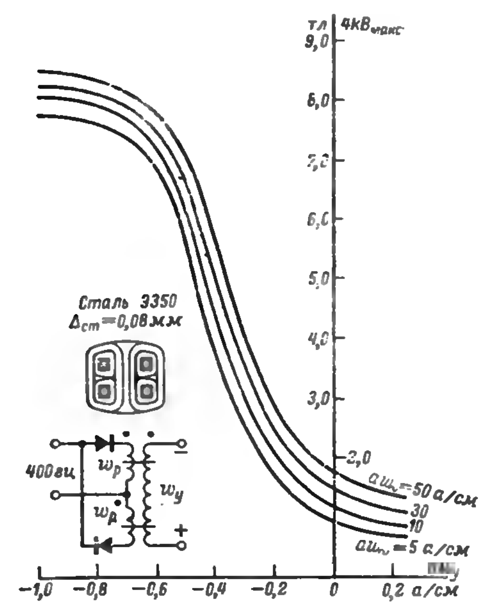


Рис. 8-13. Зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ для кольцевого ленточного магнитопровода (сталь Э350, 0,08 *мм*), $f=400$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

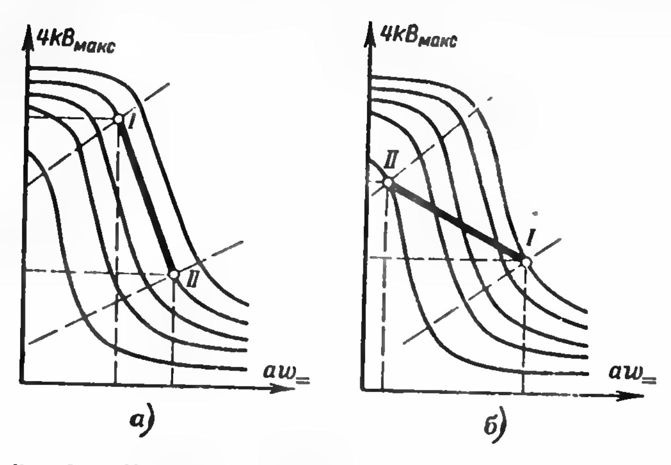


Рис. 8-14. К выбору рабочих точек д. н., работающих в режимах стабилизации напряжения и регулирования тока.

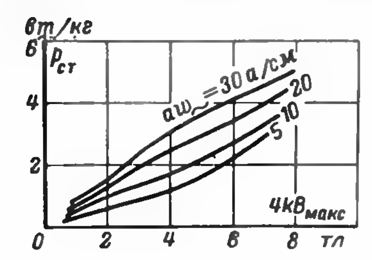


Рис. 8-15. Зависимость $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Дроссель насыщения без обратной связи.

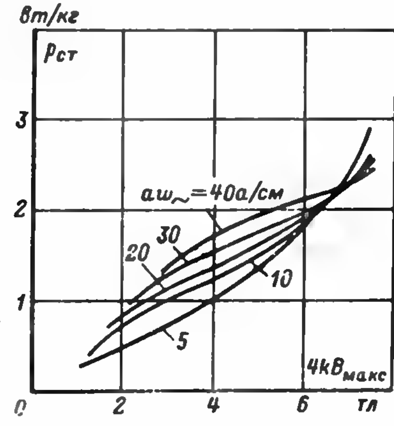
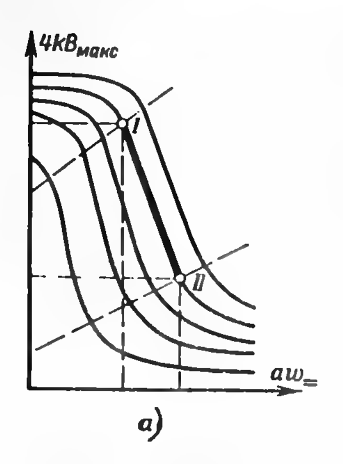


Рис. 8-16. Зависимости $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.



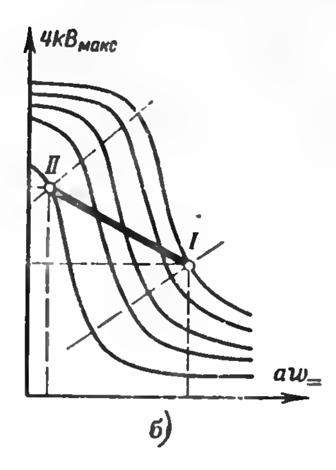


Рис. 8-14. К выбору рабочих точек д. н., работающих в режимах стабилизации напряжения и регулирования тока.

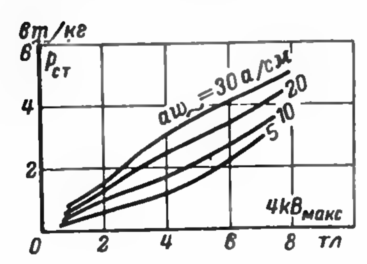
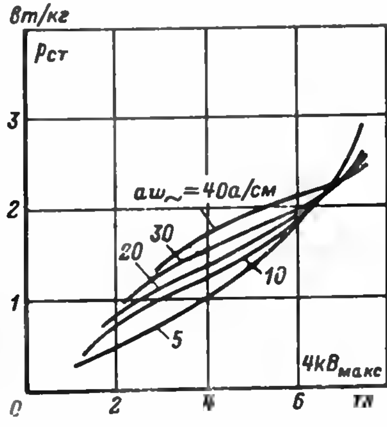
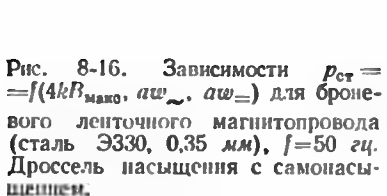


Рис. 8-15. Зависимость $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Дроссель насыщения без обратной связи.




Рис. 8-16. Зависимости $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э330, 0,35 *мм*), $f=50$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

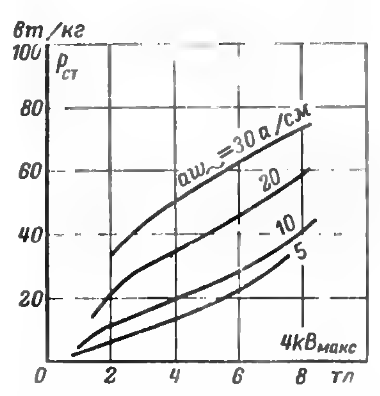


Рис. 8-17. Зависимости $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э340, 0,15 *мм*), $f=400$ *гц*. Дроссель насыщения без обратной связи.

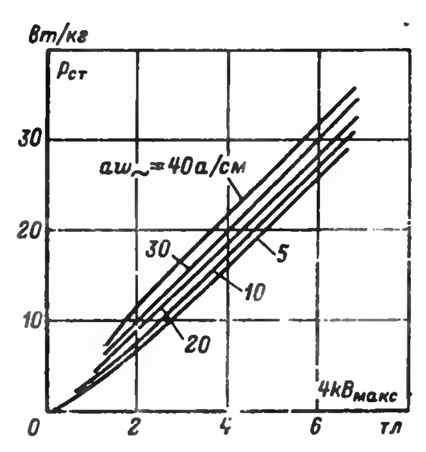


Рис. 8-18. Зависимости $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для броневого ленточного магнитопровода (сталь Э340, 0,15 *мм*), $f=400$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

Как видно из этих кривых, потери в стали возрастают с увеличением напряженности переменного и постоянного полей в рабочем диапазоне магнитных индукций. При одновременном действии постоянного и переменного магнитных полей площадь петли перемагничивания, пропорциональная величине потерь в сердечнике, существенно зависит от соотношения величин ампервитков постоянного и переменного полей (рис. 1-31).

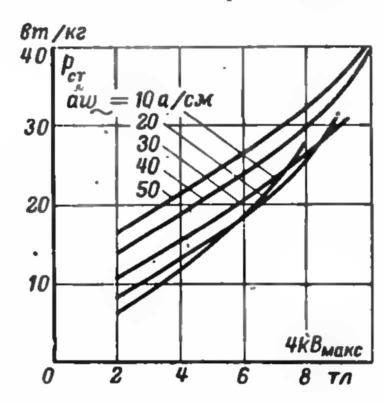


Рис. 8-19. Зависимости $p_{ст} = f(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$ для кольцевого ленточного магнитопровода (сталь Э350, 0,08 *мм*), $f=400$ *гц*. Дроссель насыщения с самонасыщением.

В д. н. суммарные ампер-витки постоянного и переменного поля в рабочем диапазоне магнитных индукций имеют величину одного порядка. При этом форма петли перемагничивания искажается, площадь ее увеличивается, что приводит

к значительному возрастанию удельных потерь в стали д. н. по сравнению с удельными потерями в сердечниках трансформаторов.

8-3. Расчет д. н. без обратной связи

Как уже указывалось в гл. 1, мощность д. н., работающего в режиме стабилизации напряжения определяется уравнением (1-106), а мощность д. н., работающего в режиме регулятора тока, — уравнением (1-107).

Эти уравнения являются исходными для расчета д. н.

В общем виде мощность д. н. определяется уравнением (1-110). При использовании уравнения (1-110) для определения мощности д. н. в одном из указанных выше режимов в это уравнение следует подставлять предельные (т. е. наибольшее и наименьшее) значения $4kB_{макс}$ и $aw_{\sim}$ в соответствии с предельными значениями $U_{д.н}$ и $I_{д.н}$ в уравнениях (1-106) и (1-107). Уравнение (1-110) позволяет найти объем стали д. н. в зависимости от магнитных характеристик материала сердечника и заданной его мощности.

Как видно из выражения (1-110), при заданной мощности д. н. объем стали тем меньше, чем больше произведение $4kB_{макс}aw_{\sim}$. Однако с увеличением $aw_{\sim}$ растут также и подмагничивающие ампер-витки $aw_{=}$. В результате этого с увеличением $aw_{\sim}$ увеличивается объем меди не только рабочих, но и управляющих обмоток. Таким образом, объемы стали и меди связаны между собой вполне определенной зависимостью. При правильном выборе ампер-витков $aw_{\sim}$ и $aw_{=}$ суммарный объем активных материалов будет минимальным.

Выразим удельные ампер-витки $aw_{\sim}$ и $aw_{=}$ через геометрические размеры магнитопровода и плотности тока в обмотках.

Тогда получим:

$$aw_{\sim} = \frac{\delta_{\sim} S_{о.р} k_{ок} S_{ст}}{V_{ст\sim}}; \tag{8-6}$$

$$aw_{=} = \frac{\delta_{=} S_{о.у} k_{ок} S_{ст}}{V_{ст=}}, \tag{8-7}$$

где $V_{ст\sim}$ и $V_{ст=}$ — объемы стали для переменного и постоянного магнитных потоков.

Определяя величины $S_{о.р}$ и $S_{о.у}$ из (8-6), (8-7), получаем выражение для общей площади окна магнитопровода в виде

$$S_{ок}=S_{о.р}+S_{о.у}=\frac{V_{ст\sim}aw_{\sim}}{\delta_{\sim}k_{ок}S_{ст}}+\frac{V_{ст=}aw_{=}}{\delta_{=}k_{ок}S_{ст}}. \qquad (8\text{-}8)$$

Обозначая

$$S_{ст}=k_1a^2;\ S_{ок}=k_2a^2;\ V_{ст}=k_3a^3$$

и подставляя их значения в (8-8), находим:

$$a=\frac{k_3}{k_1k_2k_{ок}}\left(\frac{\lambda aw_{\sim}}{\delta_{\sim}}+\frac{aw_{=}}{\delta_{=}}\right), \qquad (8\text{-}9)$$

где a — базовый линейный размер магнитопровода; $\delta_{\sim}$, $\delta_{=}$ — плотности тока в рабочих и управляющих обмотках; λ — отношение объемов стали для переменного и постоянного магнитных потоков.

Коэффициент λ равен единице для д. н. с двумя стержневыми, двумя броневыми и двумя кольцевыми сердечниками; для дросселей с одним броневым сердечником $\lambda=V_{ст\sim}/V_{ст=}$.

Выражение (8-9) можно записать в виде

$$a=C_1aw_{\sim}+C_2aw_{=}, \qquad (8\text{-}10)$$

где C_1 и C_2 — коэффициенты, зависящие от типа магнитопровода д. н., его схемы и плотностей тока в обмотках.

Величины плотностей тока в рабочей и управляющей обмотках, обеспечивающих получение превышения температуры, равного 50 °C, значения коэффициентов C_1 и C_2, а также рекомендуемые значения ампер-витков $aw_{\sim}$ и $(4kB^*)_{макс}$ в зависимости от мощности д. н. наиболее часто применяемых конструкций приведены в табл. 8-2—8-4. При указанных в таблицах значениях $aw_{\sim}$, $(4kB)_{макс}$, $\delta_{\sim}$, $\delta_{=}$ обеспечивается близкое к оптимальному использование стали и меди.

В табл. 8-2 — 8-4 наибольшие значения ампер-витков $aw_{\sim}$ в каждой графе соответствуют наибольшим значениям типовой мощности $S_{д.н}$ и увеличиваются с увеличением $S_{д.н}$. Значения плотностей тока в обмотках $\delta_{\sim}$ и $\delta_{=}$ уменьшаются с увеличением мощности $S_{д.н}$. Значения

* Здесь и далее индекс «макс» при B опущен.

Таблица 8-2

Конструкция магнитопровода	Марка и толщина стали	Расчетные коэффициенты	Оптимальные значения расчетных коэффициентов д. н. без обратной связи. Типовая мощность д. н. $S_{д.н.}$, *ва* ($f = 50$ *гц*): до 20	20—50	50—100	100—200	200—400	400—800
Броневая пластинчатая одноплоскостная	Э42, Э320, 0,35 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	15—25	25—32	32—36	36—41	41—45	45—46
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	6,0—5,5	5,5—4,0	4,0—3,0	3,0—2,7	2,7—2,6	2,6—2,4
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	2,5—2,4	2,4—2,0	2,0—1,7	1,7—1,4	1,4—1,3	1,3—1,0
		C_1	0,021—0,022	0,022—0,023	0,023—0,026	0,026—0,027	0,027—0,028	0,028—0,03
		C_2	0,075—0,07	0,07—0,061	0,061—0,062	0,062—0,07	0,07—0,074	0,074—0,077
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	5,2; 6,6	5,2; 6,6	5,2; 6,6	5,2; 6,6	5,2; 6,6	5,2; 6,6
Броневая ленточная одноплоскостная	Э310, Э320, Э330, 0,35 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	2—10	10—14	14—18	18—25	25—28	28—30
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	1,0—2,0	2,0—1,9	1,9—1,7	1,7—1,5	1,5	1,5—1,3
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	1,15—2,6	2,6—2,5	2,5—2,2	2,2—2,0	2,0—1,8	1,8—1,5
		C_1	0,3—0,094	0,094—0,083	0,083—0,078	0,078	0,078—0,077	0,077—0,075
		C_2	0,24—0,073	0,073—0,064	0,064—0,062	0,062	0,062—0,059	0,059—0,058
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	4,4—5,75	5,75—6,45	6,45—6,9	6,9—7,55	7,55	7,55—7,75

Таблица 8-3

Конструкция магнитопровода	Марка и толщина стали	Расчетные коэффициенты	Оптимальные значения расчетных коэффициентов д. н. без обратной связи					
			Типовая мощность д. н. $S_{д.н}$, *ва* ($f = 50$ *гц*)					
			до 5	5—20	20—50	50—100	100—200	200—400
Кольцевая ленточная	Э330, 0,35 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	4,8—10	10—17	15—22	18—25	22—30	25—35
		$\delta_{\sim}$, *а/мм*²	7,5—5,5	5,5—3,5	3,5—2,9	2,9—2,5	2,5—2,0	2,0—1,5
		$\delta_{=}$, *а/мм*²	7,2—5,4	5,4—3,4	3,4—2,8	2,8—2,4	2,4—1,9	1,9—1,4
		C_1	0,026—0,038	0,026—0,031	0,026—0,030	0,026—0,030	0,024—0,032	0,024—0,033
		C_2	0,027—0,039	0,027—0,032	0,027—0,031	0,027—0,031	0,025—0,033	0,025—0,034
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	6,65	6,65—7,1	7,1—6,2	6,2—5,75	5,75	5,75
			Типовая мощность д. н. $S_{д.н}$, *ва* ($f = 400$ *гц*)					
			до 5	5—20	20—50	50—200	200—400	
Кольцевая ленточная	Э350, Э360, 0,08 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	6,5—5,8	5,8—11	11—15	15—18	18—20	
		$\delta_{\sim}$, *а/мм*²	3,1—2,65	2,65—2,2	2,2—1,73	1,73—1,1	1,1—0,96	
		$\delta_{=}$, *а/мм*²	3,0—2,6	2,6—2,3	2,3—1,8	1,8—1,1	1,1—1,05	
		C_1	0,024—0,034	0,022—0,034	0,020—0,024	0,023—0,037	0,037—0,038	
		C_2	0,025—0,035	0,023—0,035	0,021—0,025	0,024—0,038	0,036—0,039	
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	6,65	6,65—6,40	6,40—6,20	6,20—5,30	5,30	

Таблица 8-4

Конструкция магнитопровода	Марка и толщина стали	Расчетные коэффициенты	Оптимальные значения расчетных коэффициентов д. н. без обратной связи				
			Типовая мощность д. н. $S_{д.н}$, *ва* ($f = 400$ *гц*)				
			до 20	20—50	50—100	100—200	200—400
Броневая пластинчатая одноплоскостная	Э44, Э340, 0,2 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	10—12	12—16	16—19	19—24	24—25
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	6,6—6,1	6,1—5,5	5,5—4,9	4,9—4,4	4,4—3,9
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	3,3—3,0	3,0—2,7	2,7—2,5	2,5—2,2	2,2—2,0
		C_1	0,023—0,024	0,024—0,026	0,026—0,027	0,027—0,028	0,028—0,03
		C_2	0,074—0,071	0,071—0,06	0,06	0,06—0,068	0,068—0,074
		$(4\ kB)_{макс}$, *тл* (Э44)	5,3—5,4	5,5	5,5	5,5	5,5
		$(4\ kB)_{макс}$, *тл* (Э340)	6,3—6,6	6,6	6,6—6,2	6,2—6,0	6,0
Броневая ленточная одноплоскостная	Э340, Э350, Э360, 0,15 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	6,5—13	13—16	15—17	15—17	16—18
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	5,3—7,0	7,0—4,7	4,7—3,3	3,3—2,0	2,0—1,3
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	7,0—9,0	9,0—6,0	6,0—4,2	4,2—2,6	2,6—1,7
		C_1	0,037—0,024	0,024—0,031	0,031—0,043	0,043—0,063	0,063—0,089
		C_2	0,030—0,019	0,019—0,025	0,025—0,034	0,034—0,050	0,05—0,072
		$(4\ kB)_{макс}$, *тл* (Э340)	6,5—7,0	7,0	7,0—6,6	6,6—6,0	6,0

расчетных коэффициентов C_1 и C_2 для броневых магнитопроводов (табл. 8-2, 8-4) возрастают с увеличением мощности $S_{д.н}$. Для кольцевых магнитопроводов значения коэффициентов C_1 и C_2 тоже растут с увеличением мощности $S_{д.н}$, но в пределах каждой графы табл. 8-3, бо́льшее значение C_1, C_2 соответствует магнитопроводу с большим значением отношения b/a (т. е. большей толщине магнитопровода в относительных единицах). Значения индукции $(4kB)_{макс}$ уменьшаются с увеличением мощности д. н. $S_{д.н}$. В табл. 8-2 для пластинчатых магнитопроводов бо́льшие значения $(4kB)_{макс}$ рекомендуются для стали Э320, меньшие — для стали Э42. В этой же таблице для ленточных магнитопроводов значения $(4kB)_{макс}$ рекомендуются для стали Э330; для стали Э320 значения индукции следует уменьшить на 5—10%, для стали Э310 — на 10—15%. В табл. 8-4 для ленточных магнитопроводов значения $(4kB)_{макс}$ рекомендуются для стали Э340; для стали Э350 величину $(4kB)_{макс}$ можно увеличить на 5—8%, для стали Э360 — на 10—13%.

Пользуясь кривыми рис. 8-1—8-7, 8-9—8-11 и данными, приведенными в табл. 8-2—8-4, можно производить расчеты д. н. с точностью порядка 10%.

Для расчета д. н. должны быть заданы следующие величины:

1) режим работы д. н. (стабилизация, регулирование);

2) схема соединения обмоток;

3) наибольшее и наименьшее напряжения на зажимах рабочей обмотки д. н. $U_{д.н.макс}$ и $U_{д.н.мин}$, *в*;

4) наибольшее значение тока в управляющей обмотке дросселя $I_{у.макс}$, *а*;

5) наибольший и наименьший токи рабочей обмотки д. н: $I_{д.н.макс}$ и $I_{д.н.мин}$, *а*;

6) частота сети f, *гц*;

7) напряжение сети $U_{сети}$, *в*;

8) среднеобъемное превышение температуры д. н. $\theta_{ср}$, °С;

9) температура окружающей среды $t_{о.с}$, °С.

Ниже приведен порядок расчета д. н., работающего в схеме стабилизации напряжения. Особенности расчета д. н., работающих в схемах регулирования тока, указаны по ходу расчета дополнительно. Расчет д. н. следует вести в следующем порядке:

1. В зависимости от заданной частоты выбираем материал для магнитопровода (пользуясь табл. 8-1).

2. В соответствии с приведенными рекомендациями выбираем тип магнитопровода и его конструкцию.

3. Определяем типовую мощность д. н.:

а) при последовательном соединении рабочих обмоток д. н. (рис. 1-33,*а*)

$$S_{д.н}=2U'_{д.н.макс}I_{д.н}=U_{д.н.макс}I_1, \ ва, \qquad (8\text{-}11)$$

где $U'_{д.н.макс}$ — напряжение на зажимах каждой рабочей обмотки; I_1 — ток цепи нагрузки;

б) при параллельном соединении рабочих обмоток д. н.

$$S_{д.н}=U_{д.н.макс}2I'_{д.н}=U_{д.н.макс}I_1, \qquad (8\text{-}12)$$

где $I'_{д.н}$ — ток через каждую рабочую обмотку.

4. Пользуясь данными табл. 8-2—8-4, по найденному значению $S_{д.н}$ (при заданной частоте) находим предварительно величины $aw_{\sim}$, $(4kB)_{макс}$ для выбранной конструкции магнитопровода.

Для д. н., работающих в режиме регулирования тока, найденное в табл. 8-2—8-4 значение $aw_{\sim}$ соответствует наибольшему значению тока в рабочей обмотке.

5. По кривым рис. 8-1 — 8-7, 8-9—8-11 проверяем для найденного значения $aw_{\sim}$ соблюдение соотношения

$$\frac{(4kB)_{макс}}{(4kB)_{мин}} \geqslant \frac{U_{н.п.макс}}{U_{д.н.мин}},$$

т. е.

$$(4kB)_{макс}\frac{U_{д.н.мин}}{U_{д.н.макс}} \quad (4kB)_{мин}, \qquad (8\text{-}13)$$

где $(4kB)_{макс}$ — из табл. 8-2—8-4; $(4kB_{мин})$ — по соответствующей кривой рис. 8-1—8-11.

Для д. н., работающих в режиме регулирования тока, величина $(4kB)_{макс}$ соответствует верхней границе рабочего участка кривой наименьших ампер-витков (рис. 8-14, *б*), величина которых определяется соотношением $aw_{\sim мин}=\frac{I_{д.н.макс}}{I_{д.н.мин}}aw_{\sim макс}$ [при этом величина $(4kB)_{макс}$ не должна превышать величины, рекомендуемой в табл. 8-2—8-4].

Если соотношение (8-13) не соблюдается, то следует применить марку стали с большей кратностью измене-

ния индукции. Если другую марку стали подобрать нельзя, то следует рассчитать параметры цепи, в которой применяется д. н., с целью уменьшения кратности регулирования напряжения на д. н.

6. По кривым рис. 8-1—8-7, 8-9—8-11 (в зависимости от выбранного материала магнитопровода и заданной частоты) определяем наибольшее значение ампер-витков подмагничивания ($aw_{=\text{макс}}$), соответствующее нижней границе рабочего участка выбранной выше кривой $aw_{\sim}$ [при $(4kB)_{\text{мин}}$] (см. также рис. 8-14,*а* и *б*).

7. По табл. 8-2—8-4 для известного значения $S_{\text{д.н}}$ при заданной частоте и выбранной конструкции магнитопровода находим величины расчетных коэффициентов C_1 и C_2.

8. По формуле (8-10) определяем линейный размер магнитопровода *а*.

9. Определяем объем стали магнитопровода д. н., подставляя рекомендуемые значения $aw_{\sim}$ и $(4kB)_{\text{макс}}$:

а) для д. н. с магнитопроводом типов Ш н ШЛ (одноплоскостная конструкция, рис. 2-10,*ж*)

$$V_{\text{ст}} = \frac{S_{\text{я.н}} \cdot 10^4}{(4kB)_{\text{макс}} f aw_{\sim}}, \ см^3; \qquad (8\text{-}14)$$

б) для д. н. с двумя магнитопроводами типов ПЛ (одноплоскостная конструкция, рис. 2-10,*е*), ШЛ (рис. 2-10,*з*) и ОЛ (рис. 2-10,*м*)

$$V_{\text{ст}} = \frac{S_{\text{я.н}} \cdot 10^4}{2\,(4kB)_{\text{макс}} f aw_{\sim}}, \ см^3, \qquad (8\text{-}15)$$

где $V_{\text{ст}}$ — объем одного сердечника.

10. По найденным значениям *а* и $V_{\text{ст}}$ из соответствующих таблиц приложения П2 находим типоразмер магнитопровода, у которого $V_{\text{ст.табл}} \geqslant V_{\text{ст}}$.

11. Если объем стали, найденный по таблицам приложения П2, отличается от расчетного более чем на 10%, то следует соответственно изменить величину $aw_{\sim}$ и проверить после этого величину $(4kB)_{\text{макс}}$ по формулам (8-13) и (8-14).

12. Из таблиц приложения П2 для выбранного типоразмера магнитопровода находим длину средней магнитной линии $l_{\text{ст}}$ и площадь сечения магнитопровода $S_{\text{ст}}$. [Для магнитопроводов с одним пластинчатым броневым сердечником длины средней магнитной линии для постоянного ($l_{\text{ст}=}$) и переменного ($l_{\text{ст}\sim}$) потоков различны.

Поэтому для этих магнитопроводов находим в таблицах приложения П2 два значения длины средней магнитной линии $l_{ст=}$ и $l_{ст\sim}$].

13. Определяем число витков рабочих обмоток по формуле 8-16 [при использовании броневого магнитопровода с одним сердечником в формулу подставляется длина средней линии для переменного магнитного потока, при последовательном соединении рабочих обмоток по этой формуле находится число витков одной обмотки.]

$$w_р = \frac{aw_{\sim} l_{ст}}{l_{д.н}}. \tag{8-16}$$

14. Проверяем наибольшее напряжение на зажимах рабочей обмотки д. н. по формуле (1-108).

15. Определяем число витков управляющей обмотки по формуле 8-17. При использовании броневого пластинчатого магнитопровода с одним сердечником в формулу подставляется длина средней линии для постоянного магнитного потока.

$$w_у = \frac{aw_{=макс} l_{ст}}{l_{у.макс}}. \tag{8-17}$$

16. Пользуясь данными табл. 8-2—8-4, по найденному значению $S_{д.н}$ находим величины рекомендуемых плотностей тока в рабочих и управляющей обмотках ($\delta_{\sim}$ и $\delta_{=}$).

17. Производим конструктивный расчет рабочей и управляющей обмоток д. н. на основании указаний, приведенных в гл. 2. При этом для определения изоляционных расстояний и испытательного напряжения используется заданная величина напряжения сети $U_{сети}$.

18. Определяем омическое сопротивление обмоток д. н. ($R_р$ и $R_у$) в нагретом состоянии; при этом превышение температуры обмоток принимаем равным 50 °С. Специальной проверки для определения фактического превышения температуры обмоток дросселя насыщения обычно не производят, так как приведенные в табл. 8-2—8-4 плотности тока обеспечивают получение заданного перегрева.

8-4. Особенности расчета д. н. с обратной связью

Основным достоинством д. н. с обратной связью является то, что для управления ими требуется значительно меньшая мощность, чем для д. н. без обратной

связи. Кроме того, рассчитанный на заданный перегрев д. н. с обратной связью имеет массу примерно такую же, как и д. н. без обратной связи, но при этом его коэффициент усиления в несколько раз больше.

Схемы соединения обмоток однофазных д. н. с обратной связью приведены на рис. 1-33,*б—д*. В трехфазных схемах стабилизаторов напряжения целесообразно применять три отдельных однофазных д. н. с внутренней обратной связью (с самонасыщением) с одним вентилем в рабочих обмотках (рис. 1-33,*г*). Вопросы исследования схем трехфазных д. н. освещены в работе [Л. 35].

Дроссели насыщения с обратной связью характеризуются коэффициентом обратной связи по току $k_{о.с}$, величина которого близка к единице. Установлено, что в целом ряде случаев оптимальными являются д. н. с $k_{о.с}=0{,}8$; при этом д. н. имеет наименьшую массу и габариты и обладает лучшими динамическими свойствами [Л. 12].

При использовании внешней обратной связи потери в меди рабочих обмоток при прочих равных условиях несколько больше потерь в меди д. н. с самонасыщением. Кроме того, в этой схеме вдвое увеличивается количество вентилей для создания обратной связи. Поэтому в настоящее время наибольшее распространение получили д. н. с самонасыщением.

Расчет д. н. с обратной связью несколько отличается от расчета д. н. без обратной связи (о. с.).

Так как каждая рабочая обмотка д. н. с самонасыщением работает в течение одной половины периода, то действующее значение тока в обмотке ($I'_{д.н}$) будет в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем во внешней цепи д. н. ($I_{д.н}$), т. е.

$$I'_{д.н}=\frac{I_{д.н}}{\sqrt{2}}. \qquad (8\text{-}18)$$

Экспериментально установлено, что с учетом несинусоидальности тока следует вместо коэффициента $\sqrt{2}$ подставлять коэффициент 1,35—1,4 [Л. 36].

Мощность д. н. с самонасыщением определяется по формуле

$$S_{д.н}=2U_{д.н.макс}I'_{д.н}=\sqrt{2}\,U_{д.н.макс}I_{д.н},\ ва. \qquad (8\text{-}19)$$

Мощность д. н. с внешней обратной связью (рис. 1-33,*б*) определяется так же, как д. н. без о. с., по формулам (8-11) и (8-12).

По найденному значению мощности $S_{д.н}$, пользуясь данными табл. 8-5 и 8-6, находят предварительные значения $aw_{\sim}$ и $(4kB)_{макс}$ для выбранной конструкции магнитопровода (при заданной частоте).

На рис. 8-8, 8-12, 8-13 приведены кривые одновременного намагничивания д. н. с внутренней о. с. Ими можно пользоваться и для д. н. с внешней о. с. при условии, если $k_{о.с} \approx 1$. По этим кривым проверяется соблюдение соотношения (8-13) для найденного значения $aw_{\sim}$. Затем определяются наибольшие величины ампер-витков подмагничивания $aw_{=макс}$ при $(4kB)_{макс}$.

При определении управляющих ампер-витков $aw_у$ д. н. с обратной связью можно пользоваться кривыми одновременного намагничивания д. н. без о. с. Тогда

$$\left.\begin{aligned} aw_{у.макс} &= \Sigma aw_{=макс} - aw_{о.с}; \\ aw_{у.мин} &= \Sigma aw_{=мин} - aw_{о.с}, \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}20)$$

где $\Sigma aw_{=макс.мин}$ — ампер-витки подмагничивания по соответствующей кривой зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ д. н. без обратной связи при известных величинах $4kB_{мин}$, $4kB_{макс}$ и $aw_{\sim}$.

Ампер-витки обратной связи $aw_{о.с}$ можно подсчитать:

а) для д. н. с самонасыщением ($k_{о.с} \approx 1$)

$$aw_{о.с} = 0{,}9 aw_{\sim}, \quad (8\text{-}21)$$

где $aw_{\sim} = \frac{I_{д.н} \cdot w_р}{\sqrt{2} \cdot l_{ст}}$;

б) для д. н. с внешней о. с.

$$aw_{о.с} = 0{,}9 k_{о.с} aw_{\sim}. \quad (8\text{-}22)$$

В д. н. с обратной связью обычно применяется обмотка смещения, с помощью которой кривая зависимости $4kB_{макс} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ смещается либо с целью использования всей рабочей зоны характеристики (в том числе того участка, для которого требуется изменение полярности управляющего тока, рис. 8-20,*а*), либо в тех случаях, когда требуется получить отрицательный знак воздействия по цепи обратной связи (т. е. вместо возрастающей зависимости напряжения от тока получить убывающую зависимость, рис. 8-20,*б*).

Таблица 8-5

Конструкция магнитопровода	Марка и толщина стали	Расчетные коэффициенты	Оптимальные значения расчетных коэффициентов д. н. с самонасыщением						
			Типовая мощность д. н. $S_{д.н}$, *ва* ($f = 50$ *гц*)						
			до 5	5—20	20—50	50—100	100—200	200—400	400—1 000
Броневая ленточная одноплоскостная	Э310, Э320, Э330, 0,35 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	2,6—4	4—12	12—16	16—22	22—25	25—30	30—36
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	0,8—1,2	1,2—1,7	1,58—1,75	1,75—1,55	1,55—1,5	1,5—1,35	1,35—1,15
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	0,9—1,5	1,4—2,2	1,95—2,20	2,20—1,95	1,95—1,8	1,8—1,7	1,7—1,5
		C_1	0,36—0,23	0,23—0,11	0,11—0,097	0,097—0,092	0,092—0,09	0,09—0,088	0,088
		C_2	0,29—0,18	0,18—0,086	0,086—0,076	0,076—0,072	0,072—0,07	0,07—0,069	0,069
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	4,4	4,4—6,2	6,2—6,6	6,5—7,1	7,1—7,5	7,5—7,75	7,75—8,0
Тороидальная ленточная	Э320, Э330, 0,2 *мм*	$aw_{\sim}$, *а/см*	5—12	10—19	15—27	24—27	24—40	40—50	—
		$\delta_{\sim}$, *а/мм²*	6,35—4,5	4,5—3,0	3,0—2,5	2,5—2,2	2,2—1,7	1,7—1,65	—
		$\delta_{=}$, *а/мм²*	6,15—4,4	4,4—2,9	2,9—2,4	2,4—2,2	2,2—1,6	1,6—1,55	—
		C_1	0,033—0,045	0,031—0,037	0,031—0,036	0,032—0,035	0,028—0,037	0,027—0,037	—
		C_2	0,034—0,046	0,032—0,037	0,031—0,036	0,032—0,036	0,026—0,039	0,029—0,039	—
		$(4\,kB)_{макс}$, *тл*	5,3—6,2	6,2—6,6	6,6—6,2	6,2	6,2—5,75	5,75	—

Таблица 8-6

Конструкция магнитопровода	Марка и толщина стали	Расчетные коэффициенты	Оптимальные значения расчетных коэффициентов д. н. с самонасыщением					
			Типовая мощность д. н. $S_{д.н}$, *ва* ($f=400$ *гц*)					
			до 5	5—20	20—50	50—100	100—200	200—400
Броневая ленточная одноплоскостная	Э340,	$aw_{\sim}$, *а/см*	11	11—18	18—21	21—20	20—18	18—17
		$\delta_{\sim}$, *а/мм*^{2}	5	5—6,2	6,2—4,5	4,5—3,2	3,2—1,9	1,9—1,3
		$\delta_{=}$, *а мм*^{2}	6	6—7,6	7,6—5,4	5,4—3,8	3,8—2,3	2,3—1,7
	0,15 *мм*	C_1	0,043	0,043—0,029	0,028—0,036	0,036—0,046	0,046—0,07	0,07—0,094
		C_2	0,035	0,035—0,023	0,023—0,029	0,029—0,038	0,038—0,057	0,057—0,074
		$(4\ kB)_{макс}$, *тл*	7,1	7,1	7,1	7,1—6,55	6,55—6,2	6,2—5,75
Тороидальная ленточная	Э350, Э360	$aw_{\sim}$, *а/см*	9—8,5	8,5—16	16—23	23—26	24—28	24—29
		$\delta_{\sim}$, *а/мм*^{2}	2,63—2,5	2,5—1,95	1,95—1,65	1,65—1,3	1,3—1,0	1,0—0,95
		$\delta_{=}$, *а/мм*^{2}	2,55—2,3	2,3—1,90	1,9—1,6	1,6—1,2	1,2—0,95	0,95—0,90
	0,08 *мм*	C_1	0,029—0,037	0,037—0,040	0,026—0,030	0,026—0,030	0,029—0,038	0,038—0,04
		C_2	0,030—0,039	0,039—0,041	0,027—0,031	0,027—0,031	0,030—0,039	0,039—0,041
		$(4\ kB)_{макс}$, *тл*	6,75	6,75—6,4	6,4—6,2	6,2—5,75	5,75	5,75—5,5

По соответствующим кривым зависимости $4kB_{\text{макс}} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ сначала определяются величины управляющих ампер-витков $aw_{=\text{макс}}$ и $aw_{=\text{мин}}$. Затем по этим же кривым задаются $aw_{\text{см}}$ в зависимости от назначения смещения.

Рис. 8-20. Влияние смещающих ампер-витков на вольт-амперную характеристику д. н.

Ампер-витки смещающей обмотки $aw_{\text{см}}$ могут быть определены следующим образом.

Для компенсации наименьших управляющих ампер-витков (рис. 8-20,*а*)

$$aw_{\text{см}} = aw_{\text{у.мин}}. \quad (8\text{-}23а)$$

Для использования всей рабочей зоны характеристики $(4kB)_{\text{макс}} = f(aw_{\sim}, aw_{=})$ следует выбрать $aw_{\text{см}}$ равными такой величине $aw'_{\text{у}}$, для создания которой требуется пропускать ток через управляющую обмотку одного направления

$$aw_{\text{см}} = aw'_{\text{у}}. \quad (8\text{-}23б)$$

Для получения обратной характеристики д. н. (рис. 8-20,*б*)

$$aw_{\text{см}} = aw_{\text{у.макс}}. \quad (8\text{-}23в)$$

Суммарные ампер-витки подмагничивания во всех случаях применения смещающей обмотки равны:

$$\Sigma aw_{=} = aw_{\text{у}} \pm aw_{\text{см}}. \quad (8\text{-}24)$$

Для определения линейного размера магнитопровода a следует найти значения расчетных коэффициентов C_1 и C_2, приведенных в табл. 8-5 и 8-6 (для известного значения $S_{\text{д.н}}$, заданной частоты тока и выбранной конструкции магнитопровода). Величина размера a подсчитывается по формуле (8-10), куда при наличии смещающей обмотки вместо $aw_{=}$ подставляется сумма ампер-витков $aw_{\text{у}} + aw_{\text{см}}$.

Объем стали магнитопровода д. н. определяется по формулам (8-14) и (8-15) (в зависимости от конструкции д. н. с учетом рекомендаций, приведенных в § 8-3).

Расчет числа витков рабочей обмотки производится по формуле (8-16), управляющей обмотки — по формуле (8-17).

Число витков обмотки внешней обратной связи определяется по формулам:

а) при последовательном соединении рабочих обмоток д. н.

$$w_{о.с}=k_{о.с}w_{\sim}; \tag{8-25а}$$

б) при параллельном соединении рабочих обмоток д. н.

$$w_{о.с}=k_{о.с}\frac{w_{\sim}}{2}. \tag{8-25б}$$

Число витков смещающей обмотки определяется по формуле:

$$w_{см}=\frac{aw_{см}l_{ст}}{I_{см}}. \tag{8-26}$$

Током в смещающей обмотке $I_{см}$ обычно задаются, исходя из расчета схемы стабилизатора в целом. При использовании броневого одноплоскостного пластинчатого магнитопровода в формулу (8-26) подставляется длина средней линии для постоянного магнитного потока $l_{ст=}$.

Если необходимо, чтобы д. н. имел возможно меньшую постоянную времени, то выбирают числа витков обмоток управления и смещения таким образом, чтобы [Л. 37]

$$w_у+w_{см}\leqslant w_р. \tag{8-27}$$

Рекомендуемые плотности тока в рабочих и управляющих обмотках приведены в табл. 8-5 и 8-6. Плотность тока в смещающей обмотке следует брать такой же, как в управляющей обмотке. При расчете д. н. с внешней о. с. плотность тока в рабочей обмотке можно брать больше примерно на 10—15%, чем для д. н. с внутренней о. с. Плотность тока в обмотке обратной связи д. н. с внешней о. с. рекомендуется брать такой же, как и для управляющей обмотки.

Расчет токов в обмотках д. н. производится следующим образом:

а) для д. н. с самонасыщением $I'_{д.н}$ определяется по формуле (8-18);

б) для д. н. с внешней о. с.:

при последовательном соединении рабочих обмоток

$$I_{д.н}=I_1;\ I_{о.с}=1{,}11 I_{д.н}; \qquad (8\text{-}28)$$

при параллельном соединении рабочих обмоток

$$I_{д.н}=\frac{1}{2}I_1;\quad I_{о.с}=2{,}22 I_{д.н}. \qquad (8\text{-}29)$$

Неотъемлемой частью схемы д. н. с самонасыщением являются вентили. Они выбираются по среднему значению тока рабочей обмотки $I_{о.в}$ и величине обратного напряжения на вентиле.

Величина прямого тока через вентиль определяется по формуле

$$I_{о.в}=\frac{I_{1макс}}{2{,}22}=0{,}636 I_{д.н.макс}. \qquad (8\text{-}30)$$

Обратное напряжение на любом диоде в схеме рис. 1-33,*в* равно прямому падению на другом диоде при активном сопротивлении рабочей обмотки. На практике величина обратного напряжения не превышает 5—10% подводимого напряжения сети [Л. 37], т. е.

$$U_{обр}\leqslant(0{,}05\div0{,}1)\,U_{сети}. \qquad (8\text{-}31)$$

Для определения потерь в стали д. н. с самонасыщением следует пользоваться кривыми $p_{ст}=f\,(4kB_{макс}, aw_{\sim}, aw_{=})$, приведенными на рис. 8-16, 8-18, 8-19.

Общий порядок расчета д. н. с обратной связью аналогичен порядку расчета д. н. без обратной связи.

8-5. Примеры расчета д. н.

Пример 1. Необходимо рассчитать д. н. с внутренней о. с. для работы в схеме стабилизации напряжения по следующим данным:

напряжения на зажимах рабочей обмотки д. н. $U_{д.н.макс}=106$ *в*, $U_{д.н.мин}=40$ *в*;

ток в цепи дросселя $I_1=1{,}0$ *а*;

наибольший ток в управляющей обмотке $I_{у.макс}=0{,}5$ *а*;

ток в смещающей обмотке $I_{см}=0{,}2$ *а*; необходимо обеспечить такую вольт-амперную характеристику д. н., при которой с увеличением тока в управляющей обмотке напряжение на зажимах рабочей обмотки д. н. уменьшается;

частота тока $f=400$ *гц*; напряжение сети 220 *в*;

среднеобъемное превышение температуры д. н. $\theta_{ср}\leqslant 50$ °C; температура окружающей среды $t_{о.с}=+70$ °C.

Расчет следует вести в следующем порядке.

1. В соответствии с рекомендациями табл. 8-1 выбираем сталь магнитопровода марки Э350 толщиной ленты 0,08 *мм*.

2. Выбираем магнитопровод кольцевой конструкции (по табл. 8-1).

3. Определяем типовую мощность д. н. по формуле (8-19)

$$S_{д.\,н} = \sqrt{2}\cdot 106\cdot 1,0 = 150 \text{ ва}.$$

4. По данным табл. 8-6 находим предварительно: $aw_{\sim}=26$ *а/см*; $(4\,kB)_{макс}=5,75$ *тл*.

5. По кривой рис. 8-13 и формуле (8-13) проверяем

$$\frac{U_{д.\,н.\,мин}}{U_{д.\,н.\,макс}} = \frac{40}{106} = 0,378;$$

$$5,75\cdot 0,378 = 2,18 \text{ тл} > 2,0 \text{ тл},$$

где $(4kB)_{мин} = 2,0$ *тл* при $aw_{\sim} = 26$ *а/см*.

6. По кривой рис. 8-13 находим значение $aw_{=\,макс}=0,45$ *а/см* при $(4\,kB)_{макс}=5,75$ *тл*.

7. Для обеспечения заданного характера вольт-амперной кривой определяем $aw_{см}=0,45$ *а/см* [по формуле (8-23в)].

8. Находим суммарные подмагничивающие ампер-витки по формуле (8-24)

$$\Sigma aw_{=}=0,45+0,45=0,9 \text{ а/см}.$$

9. По табл. 8-6 находим величины расчетных коэффициентов

$$C_1=0,034;\ C_2=0,035.$$

10. Определяем линейный размер магнитопровода по формуле (8-10)

$$a=0,034\cdot 26+0,035\cdot 0,90=0,885+0,0315=0,916 \text{ см}.$$

11. Определяем объем стали магнитопровода по формуле (8-15)

$$V_{ст} = \frac{150\cdot 10^4}{2\cdot 5,75\cdot 400\cdot 26} = 12,6 \text{ см}^3.$$

12. По табл. П2-8 выбираем магнитопровод ОЛ32/50-16, у которого $a=0,9$ *см* и $V_{ст}=V_{ст.табл}k_{ст}=19,15\cdot 0,85=16,2$ *см*³.

13. Так как найденный объем отличается от расчетного более чем на 10% (на 28%), то корректируем величину $aw_{\sim}$ по формуле (8-15)

$$aw_{\sim} = \frac{150\cdot 10^4}{16,2\cdot 2\cdot 5,75\cdot 400} = 20 \text{ а/см}.$$

14. Из табл. П2-8 находим $l_{ст}=12,8$ *см*, $S_{ст}=1,495$ *см*².

15. Определяем число витков рабочих обмоток по формуле (8-16) с учетом формулы (8-18)

$$w_p = \frac{20\cdot 12,8\cdot\sqrt{2}}{1,0} = 362 \text{ витка}.$$

16. Проверяем величину наибольшего напряжения на рабочей обмотке по формуле (1-109)

$$U_{д.н.макс}=5{,}75\cdot 400\cdot 1{,}195\cdot 0{,}85\cdot 362\cdot 10^{-4}=$$
$$=105{,}7\ в\ \text{(задано 106 }в).$$

17. Определяем число витков управляющей обмотки по формуле (8-17)

$$w_у=\frac{0{,}45\cdot 12{,}8}{0{,}5}\approx 12\ \text{витков.}$$

18. Определяем число витков смещающей обмотки по формуле (8-26)

$$w_{см}=\frac{0{,}45\cdot 12{,}8}{0{,}2}\approx 29\ \text{витков.}$$

19. Проверяем условие минимальной постоянной времени д. н. по формуле (8-27)

$$12+29=41<362\ \text{витка.}$$

20. По данным табл. 8-6 находим рекомендуемые плотности тока:
для рабочей обмотки $\delta_{\sim}=1{,}9$ *а/мм²*;
для управляющей и смещающей обмоток $\delta_{=}=1{,}8$ *а/мм²*.

21. Производим конструктивный расчет рабочей, управляющей и смещающей обмоток на основании указаний, приведенных в гл. 2.

22. В результате расчета по п. 21 определяются активные сопротивления обмоток

$$R_р=1{,}04\ ом;\ R_у=0{,}00635\ ом;\ R_{см}=0{,}462\ ом.$$

23. Выбираем вентили для обратной связи:

а) по формуле (8-30) определяем величину прямого тока через вентиль

$$I_{о.в}=\frac{1{,}0}{2{,}22}=0{,}45\ а;$$

б) по формуле (8-31) определяем допустимое обратное напряжение на вентиле

$$U_{обр}=(0{,}05\div 0{,}1)\cdot 220=11\div 22\ в.$$

Выбираем германиевые диоды типа Д302, у которых $I_{о.в}=1{,}0$ *а*; $U_{обр}=400$ *в*.

Пример 2. Необходимо рассчитать д. н. без обратной связи с последовательно соединенными обмотками для работы в схеме регулятора тока по следующим данным:

напряжения на зажимах рабочих обмоток д. н. $U_{д.н.макс}=150$ *в*; $U_{д.н.мин}=80$ *в*;

токи рабочей обмотки $I_{д.н.макс}=2{,}5$ *а*; $I_{д.н.мин}=1{,}0$ *а*;

наибольший ток в управляющей обмотке $I_{у.макс}=0{,}3$ *а*;

частота тока $f=50$ *гц*;

среднеобъемное превышение температуры д. н. $\theta_{ср}=50$ °C;
температура окружающей среды $t_{о.с}=+70$ °C.

Расчет следует вести в следующем порядке.

1. В соответствии с рекомендациями табл. 8-1 выбираем сталь магнитопровода марки Э330 толщиной ленты 0,35 *мм*.

2. Выбираем магнитопровод броневой конструкции (по табл. 8-1).

3. Определяем типовую мощность д. н. по формуле (8-11)

$$S_{д.н}=150\cdot 2{,}5=375\ ва.$$

4. По данным табл. 8-2 находим предварительно $aw_{\sim макс}=$ $=28$ *а/см*; $(4kB)_{макс}=7{,}55$ *тл*.

5. Находим наименьшие ампер-витки $aw_{\sim мин}$ из соотношения

$$\frac{aw_{\sim макс}}{aw_{\sim мин}}=\frac{I_{д.\ н.\ макс}}{I_{д.\ н.\ мин}}=\frac{2{,}5}{1{,}0}=2{,}5;$$

$$aw_{\sim мин}=\frac{28}{2{,}5}=11{,}2\ а/см.$$

6. По кривым рис. 8-3 проверяем величину наибольшей индукции при наименьших ампер-витках $aw_{\sim мин}=11{,}2$ *а/см*. Из анализа кривых видно, что следует уменьшить величину $(4\ kB)_{макс}$ до значения 6,65 *тл*.

7. Проверяем, обеспечит ли кратность изменения индукции на рабочем участке кривой $aw_{\sim макс}=28$ *а/см* требуемую кратность регулирования напряжения на обмотках по формуле (8-13) и кривым рис. 8-3

$$\frac{U_{д.\ н.\ мин}}{U_{д.\ н.\ макс}}=\frac{80}{150}=0{,}533;$$

$$6{,}65\cdot 0{,}533=3{,}54\ тл>3{,}1\ тл,$$

где $(4kB)_{мин}=3{,}1$ *тл* при $aw_{\sim}=28$ *а/см*.

8. По кривой рис. 8-3 находим значение $aw_{=макс}=30$ *а/см* при $aw_{\sim макс}=28$ *а/см*, $(4kB)_{мин}=3{,}54$ *тл*.

9. По табл. 8-2 находим величины расчетных коэффициентов $C_1=0{,}077$; $C_2=0{,}059$.

10. Определяем линейный размер магнитопровода по формуле (8-10)

$$a=0{,}077\cdot 28+0{,}059\cdot 30=2{,}16+1{,}77=3{,}93\ см.$$

11. Определяем объем стали магнитопровода по формуле (8-14)

$$V_{ст}=\frac{375\cdot 10^4}{6{,}65\cdot 50\cdot 28}=400\ см^3.$$

12. По табл. П2-2 выбираем магнитопровод ШЛ40×40, у которого $a=4$ *см*; $V_{ст}=546\cdot 0{,}93=502$ *см*³.

13. Так как найденный объем отличается от расчетного более чем на 10% (на 22%), то корректируем величину $aw_{\sim макс}$ по формуле (8-14)

$$aw_{\sim макс}=\frac{375\cdot 10^4}{502\cdot 50\cdot 6{,}65}=22{,}5\ а/см.$$

14. Из табл. П2-2 находим $l_{ст}=34,2$ *см*; $S_{ст}=15,8$ *см²*.

15. Определяем число витков рабочих обмоток по формуле (8-16)

$$w_р=\frac{22,5\cdot 34,2}{2,5}=308 \text{ витков.}$$

16. Проверяем величину наибольшего напряжения на обеих рабочих обмотках по формуле (1-108)

$$U_{д.п.макс}=6,65\cdot 50\cdot 15,8\cdot 0,93\cdot 308\cdot 10^{-4}=150\ в$$

(задано $U_{д.п.макс}=150$ *в*).

17. Определяем число витков управляющей обмотки по формуле (8-17)

$$w_у=\frac{30\cdot 34,2}{0,3}=3\,420 \text{ витков.}$$

18. По данным табл. 8-2 находим рекомендуемые плотности тока $\delta_{\sim}=1,5$ *а/мм²*, $\delta_{=}=1,8$ *а/мм²*.

19. Производим конструктивный расчет рабочей и управляющей обмоток на основании указаний, приведенных в гл. 2.

20. В результате расчета по п. 19 определяем активные сопротивления обмоток $R_р=0,56$ *ом*; $R_у=68,6$ *ом*.

Глава девятая

РАСЧЕТ СГЛАЖИВАЮЩИХ ДРОССЕЛЕЙ

9-1. Предварительные замечания

Сглаживающие дроссели (с. д.), как и дроссели других типов, могут быть рассчитаны как аналитическими, так и поверочными методами; однако на практике наиболее распространены поверочные методы.

Аналитические методы расчета с. д. основаны на допущениях, аналогичных принятым при расчете л. д. п. т. (см. § 7-1). Все сказанное в главе 7 о применимости аналитических методов для расчета л. д. п. т. в равной мере может быть отнесено и к расчету с. д.

Поверочные методы, основанные на использовании результатов исследования реальных конструкций, позволяют не только учесть влияние конфигурации магнитопровода и свойств магнитных материалов, но и определить оптимальные (с точки зрения получения наибольшей индуктивности дросселя) зазоры в магнитопроводе.

На практике используются два основных условия расчета с. д. — расчет на заданное превышение темпера-

туры обмотки дросселя и расчет на заданное падение напряжения на зажимах дросселя.

Первое из этих расчетных условий применяют в тех случаях, когда требуются наименьшие масса или объем дросселя. При расчете по этому условию уменьшение размеров или массы с. д. ограничивается предельно допустимым перегревом обмотки. Сглаживающие дроссели, рассчитанные на заданный перегрев, могут применяться в выпрямительных схемах, работающих при постоянной нагрузке или при изменении нагрузки в небольших пределах.

В тех случаях, когда нагрузка выпрямителя меняется в широких пределах и необходимо, чтобы относительные изменения напряжения на выходе сглаживающего фильтра были невелики (или не выходили за заданные пределы), сглаживающие дроссели рассчитывают на заданное падение напряжения.

9-2. Расчет сглаживающих дросселей на заданное превышение температуры

Расчет сглаживающего дросселя на заданное превышение температуры заключается в выборе типоразмера сердечника и определении обмоточных данных катушки дросселя по заданной его индуктивности и величине тока подмагничивания таким образом, чтобы превышение температуры обмотки не превосходило заданного.

Исходным выражением для расчета дросселя является уравнение (1-100). Умножая правую и левую часть этого уравнения на I^2_0, а также умножая и деля левую часть того же уравнения на $l_{ст}$, получаем:

$$LI_0^2 = 0{,}4\pi S_{ст} k_{ст} l_{ст} \mu_{эфф} \left(\frac{wI_0}{l_{ст}}\right)^2 \cdot 10^{-8} = \\ = 1{,}26 V_{ст} k_{ст} \mu_{эфф} aw_0^2 \cdot 10^{-8}, \qquad (9\text{-}1)$$

где $aw_0 = wI_0/l_{ст}$ —удельные ампер-витки подмагничивания.

Выразим удельные намагничивающие ампер-витки дросселя через геометрические размеры его магнитопровода и плотность тока в обмотке. Для этой цели воспользуемся выражением (7-34), записав его в виде

$$aw_0 = \frac{\delta k_{ок} S_{ст} S_{ок}}{V_{ст}}. \qquad (9\text{-}2)$$

Подставляя значение aw_0 из (9-2) в (9-1), получаем:

$$LI_0^2 = 1{,}26\mu_{эфф} \cdot 10^{-8} k_{ст} \frac{\delta^2 S_{ок}^2 k_{ок}^2 S_{ст}^2}{V_{ст}}. \qquad (9\text{-}3)$$

Выражая $S_{ст}$, $S_{ок}$ и $V_{ст}$ через линейный размер a, после преобразований получаем:

$$a = \sqrt[5]{\frac{2k_г}{(mn)^2 l} \frac{10^8 LI_0^2}{1{,}26\mu_{эфф} (\delta k_{ок})^2 k_{ст}}}, \qquad (9\text{-}4)$$

где a — базовый линейный размер магнитопровода дросселя; δ — плотность тока в обмотке дросселя, $а/мм^2$; $k_г$ — коэффициент, равный $k_г = 2+m+n$ для дросселей стержневого типа с двумя катушками и $k_г = 1+m+n$ — для дросселей броневого типа.

Введем вспомогательную величину

$$M = \frac{LI_0^2}{V_{ст} k_{ст}}, \qquad (9\text{-}5)$$

представляющую собой удельную электромагнитную нагрузку сердечника, т. е. величину электромагнитной энергии на единицу объема стали. Подставляя (9-5) в (9-1), находим:

$$\mu_{эфф} = \frac{10^8}{1{,}26 aw_0^2} M = f_1(M). \qquad (9\text{-}6)$$

Преобразуя выражение (1-101), находим:

$$l_з\% = \frac{l_{з.опт} \cdot 100}{l_{ст}} = \left(\frac{1}{\mu_{эфф} - \mu_д}\right) \cdot 100, \qquad (9\text{-}7)$$

где $l_з\,\%$ — относительная (выраженная в процентах) длина немагнитного зазора.

Так как $\mu_{эфф} = f_1(M)$, то

$$l_з\,\% = f_2(M). \qquad (9\text{-}8)$$

Как это следует из выражений (9-7) и (9-8), при оптимальной длине зазора величины эффективной магнитной проницаемости $\mu_{эфф}$ и относительной длины зазора $l_з\,\%$ зависят лишь от магнитных свойств сердечника и удельной электромагнитной нагрузки M. Зависимости (9-7) и (9-8) обычно определяются экспериментально. На рис. 9-1 приведены кривые $\mu_{эфф} = f_1(M)$ и $l_з = f_2(M)$

для пластинчатых и ленточных магнитопроводов броневой и стержневой конструкции.

Из (9-1) следует, что

$$V_{ст}=f_3(LI_0^2), \quad (9\text{-}9)$$

т. е. объем стали сердечника дросселя может быть найден по заданным величинам L и I_0.

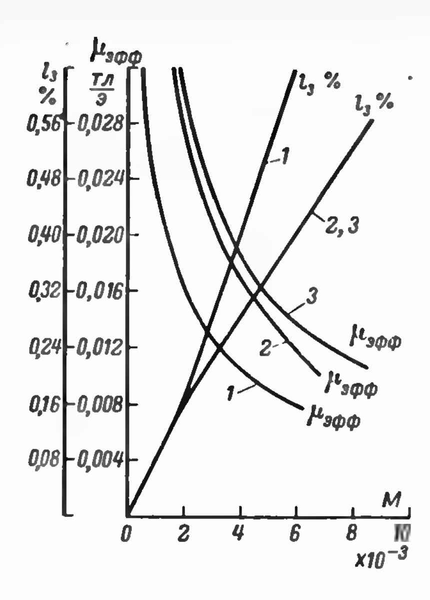


Рис. 9-1. Зависимость эффективной проницаемости стали и относительного воздушного зазора от параметра M.

1 — сталь Э42 ($\Delta=0{,}35$ мм), броневой магнитопровод; 2, 3 — сталь Э340 ($\Delta=0{,}15$ мм), броневой и стержневой магнитопроводы.

Необходимый объем стали следует определять при наиболее полном использовании меди обмотки дросселя с точки зрения его теплового режима. Зависимости (9-7)—(9-9) могут быть найдены экспериментально.

На рис. 9-2 приведены экспериментальные кривые $V_{ст.акт}=f_3(LI_0^2)$ для броневых и стержневых пластинчатых и ленточных магнитопроводов при превышении температуры обмоток дросселя, равном 50 °С. Рекомендуемые плотности тока в обмотках дросселей для различных типоразмеров магнитопровода приведены в табл. 9-1.

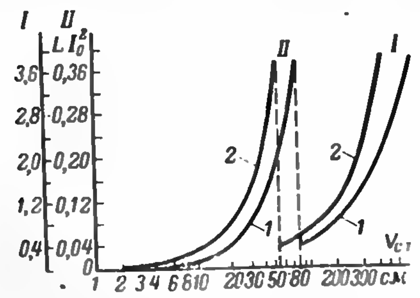


Рис. 9-2. Кривые зависимости объема стали от величины LI_0^2.

1 — сталь Э42 ($\Delta=0{,}35$ мм), броневой магнитопровод; 2 — сталь Э340 ($\Delta=0{,}15$ мм), броневой и стержневой магнитопроводы.

Пользуясь кривыми рис. 9-1, 9-2 и данными, приведенными в табл. 9-1, можно производить расчеты сглаживающих дросселей с броневыми магнитопроводами с достаточной степенью точности.

Для расчета сглаживающего дросселя на заданное превыше-

Таблица 9-1

Броневые пластинчатые магнитопроводы									
Типоразмер	—	—	9×9÷9×12	12×9÷12×32	16×09÷16×70	20×12÷20×50	25×16÷25×64	32×20÷32×80	40×25÷40×100
Плотность тока, *а/мм²*	—	—	6,6—7,0	4,4—4,7	3,2—3,5	3,05—3,25	2,6—2,9	1,85—2,2	1,65—1,75
Броневые ленточные магнитопроводы									
Типоразмер	6×6,5÷6×12,5	8×8÷8×16	10×10÷10×20	12×12,5÷12×25	16×16÷16×32	20×20÷20×40	25×25÷25×40	—	—
Плотность тока, *а/мм²*	7,8—8,2	6,0—6,4	5,0—5,3	4,5—4,8	3,5—3,85	3,2—3,15	2,7—3,0	—	—
Стержневые ленточные магнитопроводы									
Типоразмер	6,5×8÷6,5×16	8×12,5÷8×25	10×20÷10×40	12,5×25÷12,5×50	12,5×30÷12,5×60	16×40÷16×80	20×50÷20×100	25×65÷25×120	32×80÷32×160
Плотность тока, *а/мм²*	11—7,5	9,1—8,0	6,2—5,5	4,8—4,3	4,1—3,6	3,4—2,9	2,7—2,2	2,2—2,0	1,8—1,6

ние температуры должны быть известны следующие величины:

1) индуктивность дросселя L, *гн*;
2) ток подмагничивания I_0, *а*;
3) рабочий потенциал обмотки дросселя U_0, *в*;
4) температура окружающей среды $t_{о.с}$, °С;
5) превышение температуры обмотки $\theta_{макс}$, °С.

Расчет следует вести в следующем порядке.

1. Определяем величину LI_0^2.

2. Пользуясь кривой рис. 9-2, по найденному значению LI_0^2 определяем объем стали сердечника $V_{ст.акт}$.

3. По формуле (9-5) находим вспомогательную величину M.

4. По найденной величине M, пользуясь графиком рис. 9-1, определяем относительную величину эффективной магнитной проницаемости $\mu_{эфф}$ и относительную длину оптимального воздушного зазора $l_з$ %.

5. По найденной величине $V_{ст.акт}$ и табл. П2-1, П2-2 и П2-5 выбираем предварительно типоразмер магнитопровода.

6. По данным табл. 9-1 выбираем плотность тока в обмотке дросселя в зависимости от выбранного типоразмера магнитопровода.

7. Подставляя в формулу (9-4) найденные выше значения LI_0^2, $\mu_{эфф}$ и δ, а также значения коэффициентов m, n, l и $k_г$ для выбранной конфигурации магнитопровода, находим пределы изменения базового линейного размера a.

8. Окончательно уточняем типоразмер магнитопровода, подбирая по таблице типовых магнитопроводов наиболее близкие к найденным значения $V_{ст.акт}$ и a. Выбрав магнитопровод, выписываем из таблицы следующие данные:

а) объем стали $V_{ст.акт}$, *см*^{3};
б) сечение среднего стержня $S_{ст}$, *см*^{2};
в) длину средней магнитной линии $l_{ст}$, *см*.

9. Если найденное ранее значение $V_{ст.акт}$ отличается от окончательно принятого более чем на 10%, следует уточнить значения M, $\mu_{эфф}$ и $l_з$ %.

10. На основании (9-7) определяем суммарный немагнитный зазор в магнитопроводе по формуле

$$l_{з.опт} = \frac{l_з\%}{100} l_{ст} \qquad (9\text{-}10)$$

и толщину немагнитной прокладки по формуле

$$\Delta_з = \frac{1}{2} l_{з.опт}. \qquad (9\text{-}11)$$

11. На основании (9-1) находим число витков обмотки дросселя по формуле

$$w = 10^4 \sqrt{\frac{L l_{ст}}{1{,}26 \mu_{эфф} S_{ст.акт}}}. \qquad (9\text{-}12)$$

12. По данным табл. 9-1 выбираем плотность тока в обмотке дросселя в зависимости от выбранного типоразмера магнитопровода.

13. Производим конструктивный расчет обмотки дросселя на основании указаний, приведенных в § 2-6. При этом для определения изоляционных расстояний и испытательного напряжения используется заданная величина рабочего потенциала обмотки дросселя.

14. Определяем омическое сопротивление обмотки дросселя по формуле (5-14).

15. Проверяем наибольшее и среднее превышения температуры обмотки дросселя по формулам (3-58), (3-59) и (3-77). При этом потерями в стали сердечника пренебрегаем.

16. Определяем падение напряжения на дросселе по формуле

$$\Delta U_{с.д} = r_{с.д} I_0. \qquad (9\text{-}13)$$

В том случае, когда полученное по расчету превышение температуры обмотки превышает допустимое, следует уменьшить плотность тока в обмотке и перейти на больший типоразмер магнитопровода.

В том случае, когда падение напряжения на дросселе должно быть меньше найденного (при сохранении заданной величины LI_0^2), следует перейти на больший типоразмер магнитопровода. По формуле (9-5) и рис. 9-1 необходимо найти параметры M, $\mu_{эфф}$ и $l_з$ % для новых значений $V_{ст.акт}$, $S_{ст}$, $l_{ст}$. Далее расчет производится в порядке, указанном выше, причем величину плотности тока следует оставить такой же, как в предварительном расчете.

Пример. Рассчитать сглаживающий дроссель для фильтра с броневым пластинчатым магнитопроводом из стали 342, 0,35 *мм* по следующим даным: индуктивность дросселя L=3,5 *гн*, ток подмагничивания I_0=0,25 *а*, рабочий потенциал обмотки U_0=300 *в*, темпера-

тура окружающей среды $t_{о.с}=50$ °С, максимальное превышение температуры $\theta_{макс} \leqslant 40$ °С.

Расчет следует вести в следующем порядке

1. Находим величину $LI^2_0=3{,}5 \cdot 0{,}25^2=0{,}219$ *гн · а²*.

2. По кривой рис. 9-1 определяем $V_{ст.акт}=56$ *см³*.

3. Из табл. П2-1 выбираем предварительно магнитопровод Ш16 × 32, для которого $V_{ст.акт}=63{,}8$ *см³* (близкий по величине к полученному из п. 2).

2. По формуле (9-5) находим $M=0{,}219/63{,}8=3{,}44 \cdot 10^{-3}$ *гн · а²/см³*.

5. Из кривых рис. 9-1 $\mu_{эфф}=116$; $l_з=0{,}8\%$.

6. По данным табл. 9-1 выбираем $\delta=3{,}3$ *а/мм²*.

7. По формуле (9-4), где $l=1 \div 2$; $n=2{,}5$; $m=1$; $k_{ок}=0{,}35$; $k_{ст}=0{,}91$, определяем возможные значения a

$$a=\sqrt[6]{\frac{9}{[(1 \div 2)\cdot 2{,}5]^2}\cdot\frac{0{,}219\cdot 10^4}{1{,}26\cdot 116\,(3{,}3\cdot 0{,}35)^2\cdot 0{,}91}}=1{,}55 \div 1{,}78 \text{ см}$$

и выбираем типоразмер пластины Ш-16 ($a=1{,}6$ *см*).

8. Окончательно выбираем типоразмер магнитопровода Ш16 × 32 из табл. П2-1, для которого $V_{ст.акт}=63{,}8$ *см³*; $S_{ст}=4{,}66$ *см²*; $l_{ст}=13{,}7$ *см*.

9. По формуле (9-10) находим $l_{з.опт}=\dfrac{0{,}8}{100}\cdot 13{,}7=0{,}11$ *см* и по формуле (9-11) $\Delta_з=\dfrac{0{,}11}{2}=0{,}055$ *см* $=0{,}55$ *мм*.

10. По формуле (9-12) определяем

$$w=10^4\sqrt{\frac{3{,}5\cdot 13{,}7}{1{,}26\cdot 116\cdot 4{,}66}}=2\,640 \text{ витков.}$$

11. Производим конструктивный расчет дросселя, в результате которого определяем: провод марки ПЭВ-1, 0,31 *мм*; $s_{пр}=0{,}07548$ *мм²*; $l_{ср.в}=0{,}142$ *м*.

12. Определяем сопротивление обмотки дросселя по формуле (5-15)

$$r_{о.д}=\frac{2{,}35\cdot 10^{-2}\cdot 0{,}142\cdot 2\,640}{0{,}07548}=117 \text{ ом.}$$

13. Падение напряжения на дросселе по формуле (9-13)

$$\Delta U_{с.д}=117\cdot 0{,}25=29{,}25 \text{ в.}$$

14. Потери в обмотке дросселя

$$P_м=0{,}25^2\cdot 117=7{,}3 \text{ вт.}$$

15. Для выбранного магнитопровода по табл. 3-1 имеем $R_т=2{,}1$; $R_м^*=1{,}4$; $R_м^0=9{,}1$; $R_c^0=6$.

По формуле (3-77) определяем

$$\theta_{макс}=\frac{(2{,}1+1{,}4+9{,}1+6)\cdot 7{,}3}{4}=34\ ^\circ\text{С}, \text{ что допустимо,}$$

так как $t_{пр}=50+34=84°\,С<t_{пр.доп}=105$ °С для проводов марки ПЭВ.

9-3. Расчет сглаживающих дросселей на заданное падение напряжения

Расчет с. д. на заданное падение напряжения производится по тем же величинам, что и расчет на заданное превышение температуры с той разницей, что вместо превышения температуры $\theta_{макс}$ должно быть задано падение напряжения на зажимах обмотки $\Delta U_{с.д}$.

Расчет ведется в следующем порядке.

1. Определяем величину LI_0^2.

2. Находим заданное сопротивление обмотки дросселя по формуле

$$(r_{с.д})_{20°C} = \frac{254,5\Delta U_{с.д}}{(234,5 + t_{пр})\, I_0}\text{, ом,} \qquad (9\text{-}14)$$

где $t_{пр}$ — температура провода.

3. Находим потери в обмотке дросселя при 120°C

$$(P_м)_{20°C} = (r_{с.д})_{20°C}\, I_0^2\text{, вт.} \qquad (9\text{-}15)$$

4. Зная $(P_м)_{20°C}$ и LI_0^2, по графикам рис. 9-3 находим предварительно типоразмер нормализованного сердечника и значение $k_{ок}$.

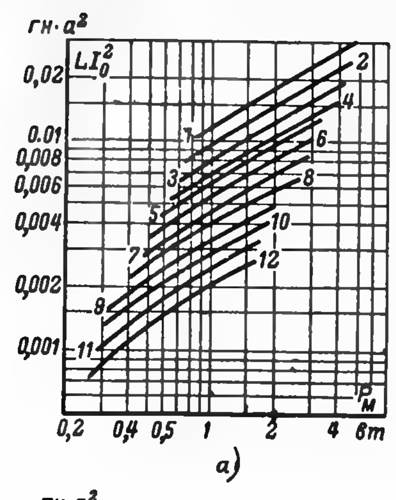
5. Для предварительно выбранного сердечника на основании найденной выше величины $(r_{с.д})_{20°C}$ по графику рис. 9-4 уточняем значение $k'_{ок}$.

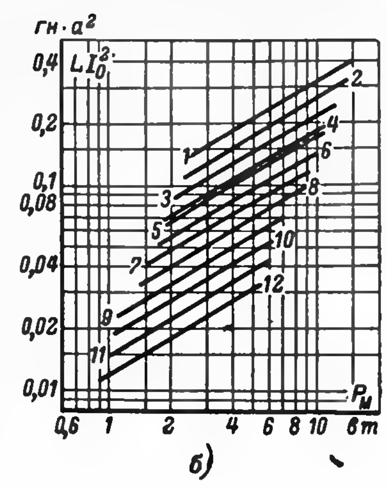
6. Значение произведения LI_0^2 предварительно выбранного сердечника пересчитываем по уточненному значению $k'_{ок}$

$$(LI_0^2)' = LI_0^2 \sqrt{\frac{k'_{ок}}{k_{ок}}}. \qquad (9\text{-}16)$$

Если величина $(LI_0^2)' = (1 \div 1,2)\, LI_0^2$, то расчет продолжаем. При $(LI_0^2)' < LI_0^2$ выбираем больший размер сердечника, а при $(LI_0^2)' > 1,2LI_0^2$ — меньший размер сердечника.

7. Для выбранного сердечника из табл. П2-3 выбираем все данные, необходимые для дальнейшего расчета. По формуле (2-10) рассчитываем среднюю длину витка дросселя.





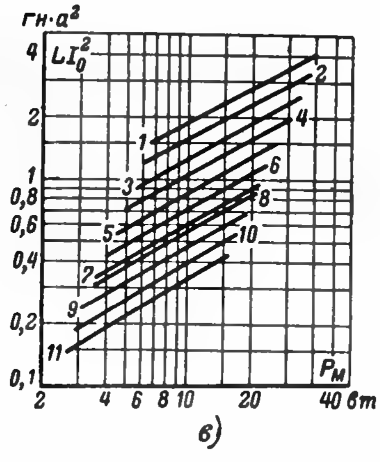


Рис. 9-3. Кривые зависимости величины LI_0^2 и коэффициента заполнения окна $k_{ок}$ от потерь в обмотке дросселя для магнитопроводов.

а — ШЛ 10 × 20 (1), ШЛ 10 × 16 (2), ШЛ 10 × 12,5 (3), ШЛ 10 × 10 (4); $k_{ок} = 0,22$;
ШЛ 8 × 16 (5), ШЛ 8 × 12,5 (6), ШЛ 8 × 10 (7), ШЛ 8×8 (8) $k_{ок} = 0,2$;
ШЛ 6 × 12,5 (9), ШЛ 6 × 10 (10), ШЛ 6 × 8 (11), ШЛ 6 × 6,5 (12) $k_{ок} = 0,19$;
б — ШЛ 20 × 40 (1), ШЛ 20 × 32 (2), ШЛ 20 × 25 (3), ШЛ 20 × 20 (4) $k_{ок} = 0,23$;
ШЛ 16 × 32 (5), ШЛ 16 × 25 (6), ШЛ 16 × 20 (7), ШЛ 16 × 16 (8) $k_{ок} = 0,27$;
ШЛ 12 × 25 (9), ШЛ 12 × 20 (10), ШЛ 12 × 16 (11), ШЛ 12 × 12,5 (12) $k_{ок} = 0,24$;
в — ШЛ 40 × 80 (1), ШЛ 40 × 64 (2), ШЛ 40 × 50 (3), ШЛ 40 × 40 (4) $k_{ок} = 0,33$;
ШЛ 32 × 64 (5), ШЛ 32 × 50 (6), ШЛ 32 × 40 (7), ШЛ 32 × 32 (8) $k_{ок} = 0,32$;
ШЛ 25 × 50 (9), ШЛ 25 × 40 (10), ШЛ 25 × 32 (11), ШЛ 25 × 25 (12) $k_{ок} = 0,31$.

8. Вычислим приближенное число витков по формуле

$$w = \sqrt{\frac{S_{ок} k_{ок} (r_{с.д})_{20°C}\, 57 \cdot 10^4}{l_{ср.в}}}. \qquad (9\text{-}17)$$

9. Определяем ориентировочные сечения провода обмотки по формуле

$$s_{пр} = \frac{S_{ок} k_{ок} \cdot 10^2}{w},\ мм^2, \qquad (9\text{-}18)$$

и по табл. П1-1 подбираем диаметр провода.

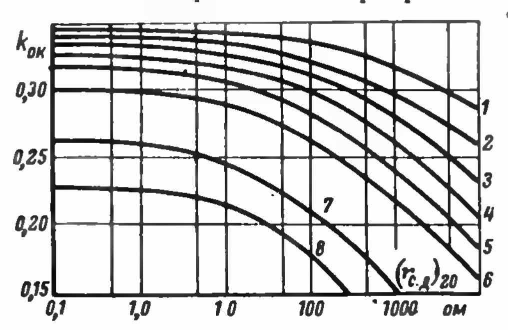


Рис. 9-4. Кривые зависимости коэффициента заполнения окна магнитопровода сглаживающего дросселя ($k_{ок}$) от омического сопротивления его обмотки.

10. Производим конструктивный расчет обмотки дросселя. Если обмотка не укладывается в окне магнитопровода или зазор в окне получается больше рекомендованного в § 2-6, выбираем другой типоразмер сердечника и повторяем расчет снова.

11. Выбрав окончательно магнитопровод по формуле (9-5), находим M, после чего по графику рис. 9-1 определяем $\mu_{эфф}$ и $l_з$ %.

12. По формулам (1-100) и (5-15) проверяем величины индуктивности дросселя и сопротивления обмотки.

13. По формуле (3-77) проверяем превышение температуры обмотки дросселя.

Расчет можно считать оконченным, когда будет обеспечено получение заданного значения падения напряжения на зажимах обмотки дросселя при заданных значениях индуктивности L и тока подмагничивания I_0. Величина температуры при этом не нормируется, однако она не должна быть больше допустимой.

9-4. Оптимальные геометрические соотношения в сглаживающих дросселях

Для определения оптимальных размеров с. д. необходимо связать его основные параметры с геометрическими размерами и полученную функцию исследовать на минимум массы, объема или стоимости в зависимости от требований, предъявляемых к дросселю. Для этой цели воспользуемся формулой для определения индуктивности с. д. (1-100).

Величина $\mu_{эфф}$, входящая в формулу (1-100), зависит от качества материала, величины постоянной составляющей напряженности магнитного поля, переменной составляющей магнитной индукции и других причин.

При исследовании оптимальных геометрических размеров дросселя величину магнитной индукции $B_{макс}$ целесообразно принять постоянной, так как в широком диапазоне изменения индукции $B_{макс}$ величина $\mu_{эфф}$ изменяется незначительно при неизменных остальных условиях. Зависимость $\mu_{эфф}$ от напряженности постоянной составляющей магнитного поля при неизменной индукции $B_{макс}$ хорошо аппроксимируется формулой

$$\mu_{эфф}=C/H_0, \tag{9-19}$$

где C — коэффициент, характеризующий качество материала; H_0 — напряженность постоянной составляющей магнитного поля, *а/см*.

Для сталей марок Э-310 и Э-340 $C=7\,150$ при $B_{макс}=1$ *тл*. Напряженность постоянной составляющей магнитного поля равна:

$$H_0=\frac{I_0 w}{l_{ст}}. \tag{9-20}$$

Подставляя в (1-100) значения $\mu_{эфф}$, H_0 и w из (9-19) и (9-17), получаем:

$$\frac{L}{r_{с.д}}=\frac{0,4\pi S_{ок}S_{ст}k_{ок}k_{ст}10^{-4}C}{\rho_м l_{ср.в}\, l_{ст}\sqrt{\dfrac{S_{ок}k_{ок}I_0^2 r_{с.д}\cdot 10^4}{\rho_м l_{ср.в} l_{ст}^2}}}. \tag{9-21}$$

Заменяя в (9-21) величину потерь в обмотках дросселя $P_м=I_0^2\, r_{с.д}$ из (3-77), после преобразований получаем для с. д., проектируемого на заданное превышение температуры,

$$LI_0^2=\frac{\pi\cdot 10^{-7}S_{ок}S_{ст}k_{ок}k_{ст}\theta_{макс}\left(R_м+R_м^0+R_с^0+R_т\right)C}{\sqrt{\rho_м l_{ср.в}S_{ок}k_{ок}}}. \tag{9-22}$$

Объединим в (9-22) все величины, не зависящие от геометрических размеров дросселя в один общий коэффициент. Коэффициент заполнения окна примем в первом приближении постоянным. Тогда электромагнитная энергия с. д., отнесенная к его массе, может быть выражена в виде функции, зависящей только от геометрических размеров с. д.:

$$\frac{LI_0^2}{G_{с.д}} = k'_{\theta}\ \frac{S_{ок}S_{ст}(R_м + R_м^0 + R_с^0 + R_т)}{G_{с.д}\sqrt{l_{ср.в}S_{ок}}}. \qquad (9\text{-}23)$$

Подставляя в (9-23) значения $S_{ок}$, $S_{ст}$, $l_{ср.в}$ и $G_{с.д}$ для броневых с. д., выраженные через безразмерные геометрические параметры m, n, l и базисный линейный размер a (по данным табл. 4-1), получаем для броневого с. д.

$$\frac{LI_0^2}{G_{с.д}} = k''_{\theta}\ \frac{mnl\,(R_м +}{[2k_{ст}\gamma_{ст}l\,(1 + m + n) + \gamma_м mn\,(2 + 2l +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ R_м^0 + R_с^0 + R_т)}{+ \pi n)\sqrt{mna\,(2 + 2l + \pi n)}}. \qquad (9\text{-}24)$$

Анализ выражения (9-24) показал, что оптимальные геометрические соотношения с. д. с ограниченным превышением температуры эквивалентны соотношениям для трансформатора на 50 *гц* с ограниченным превышением температуры.

В случае заданного сопротивления с. д., сделав несложные преобразования в уравнении (9-21), можно найти:

$$\frac{I_0^2L^2}{r_{с.д}} = \frac{S_{ок}k_{ок}S_{ст}^2C^2\cdot 16\pi^2\cdot 10^{-14}}{\rho_м l_{ср.в}} = k'_v\,\frac{mnl^2a^3}{2 + 2l + \pi n}. \qquad (9\text{-}25)$$

Величина $L^2I_0^2/r_{с.д}$ определяет абсолютные размеры с. д. при ограниченном сопротивлении.

Если обе части уравнения (9-25) разделить на массу с. д. в степени 5/3, то получим критерий, не зависящий от абсолютного размера. Величина этого критерия будет определяться только геометрическими соотношениями размеров с. д.

Для дросселя броневого типа имеем:

$$\frac{I_0^2L^2}{r_{с.д}G_{с.д}^{5/3}} = k''_v \times$$

$$\times \frac{mnl^2}{[2k_{ст}\gamma_{ст}l(m + n + 1) + \gamma_м mn\,(2 + 2l + \pi n)]^{5/3}\,(2 + 2l + \pi n)}.$$

$$(9\text{-}26)$$

Аналогичные выражениям (9-24) и (9-26) формулы могут быть получены для с. д. стержневой конструкции.

Исследуя эти выражения на максимум при различных значениях m, n и l, получаем оптимальные геометрические соотношения для с. д. с ограниченной величиной сопротивления обмоток.

Сравнивая эти соотношения с оптимальными соотношениями трансформатора с ограниченным падением напряжения, можно сделать вывод, что эти соотношения практически совпадают.

Оптимальная напряженность магнитного поля может быть получена из уравнений (9-17) и (9-20) при подстановке в них значений $n_{опт}$, $m_{опт}$ и $l_{опт}$.

ПРИЛОЖЕНИЕ П1

Номинальные данные обмоточных проводов круглого сечения

Таблица П1-1

Номинальный диаметр проволоки по меди, *мм*	Расчетное сечение, *мм²*	Масса 1 *м* медной прово- [illegible]	Сопротивление постоянному току, *ом/м*	Наибольший наружный диаметр, *мм*											
				ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭВТЛ1	ПЭВТЛ2	ПЭТВ	ПЭЛШО	ПЭЛЛО	ПЭПЛО, ПЭТЛО	ПЭВЛО	ПНЭТ-имид	ПСД, ПСДК
0,03	0,000706	0,0063	25,477	0,045	0,045	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,04	0,00126	0,0112	14,331	0,055	0,055	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,00196	0,0175	9,169	0,065	0,70	0,08	—	—	—	0,14	0,14	—	—	—	—
0,06	0,00283	0,0251	6,367	0,075	0,085	0,09	0,085	0,09	0,09	0,15	0,15	0,17	0,16	—	—
0,07	0,00385	0,0342	4,677	0,085	0,095	0,10	0,095	0,10	0,10	0,16	0,16	0,18	0,17	—	—
0,08	0,00503	0,0447	3,580	0,095	0,105	0,11	0,105	0,11	0,11	0,17	0,17	0,19	0,18	—	—
0,09	0,00636	0,0565	2,829	0,105	0,115	0,12	0,115	0,12	0,12	0,18	0,18	0,20	0,19	—	—
0,10	0,00785	0,0698	2,291	0,12	0,125	0,13	0,125	0,13	0,13	0,19	0,19	0,21	0,20	0,125	—
0,11	0,00950	0,0845	1,895	0,13	0,135	0,14	0,135	0,14	0,14	0,20	0,20	0,22	0,21	0,135	—
0,12	0,01131	0,101	1,591	0,14	0,145	0,15	0,145	0,15	0,15	0,21	0,21	0,23	0,22	0,145	—
0,13	0,01327	0,118	1,356	0,15	0,155	0,16	0,155	0,16	0,16	0,22	0,22	0,24	0,23	0,155	—
0,14	0,01539	0,137	1,169	0,16	0,165	0,17	0,165	0,17	0,17	0,23	0,23	0,25	0,24	0,165	—
0,15	0,01767	0,157	1,018	0,17	0,18	0,19	0,18	0,19	0,19	0,24	0,24	0,27	0,26	0,180	—
0,16	0,02011	0,179	0,895	0,18	0,19	0,20	0,19	0,20	0,20	0,25	0,25	0,28	0,27	0,190	—
0,17	0,02270	0,202	0,793	0,19	0,20	0,21	0,20	0,21	0,21	0,26	0,26	0,29	0,28	0,20	—
0,18	0,02545	0,226	0,707	0,20	0,21	0,22	0,21	0,22	0,22	0,27	0,27	0,30	0,29	0,21	—

Продолжение табл. П1-1

Номинальный диаметр проволоки по меди, *мм*	Расчетное сечение, *мм²*	Масса 1 *м* медной проволоки, *г*	Сопротивление постоянному току, *ом/м*	Наибольший наружный диаметр, *мм*											
				ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭВТЛ1	ПЭВТЛ2	ПЭТВ	ПЭЛШО	ПЭЛЛО	ПЭШЛО, ПЭТЛО	ПЭВЛО	ПНЭТ-имид	ПСД, ПСДК
0,19	0,02835	0,252	0,635	0,21	0,22	0,23	0,22	0,23	0,23	0,28	0,28	0,31	0,30	0,22	—
0,20	0,03142	0,279	0,572	0,225	0,23	0,24	0,23	0,24	0,24	0,30	0,30	0,32	0,32	0,23	—
0,21	0,03464	0,308	0,520	0,235	0,24	0,25	0,24	0,25	0,25	0,31	0,31	0,33	0,33	0,24	—
0,23	0,04155	0,369	0,433	0,255	0,27	0,28	0,27	0,28	0,28	0,33	0,33	0,37	0,36	0,27	—
0,25	0,04909	0,436	0,366	0,275	0,29	0,30	0,29	0,30	0,30	0,35	0,35	0,39	0,38	0,29	—
0,27	0,05726	0,509	0,315	0,31	0,31	0,32	0,31	0,32	0,32	0,39	0,39	0,41	0,40	0,31	—
0,29	0,06605	0,587	0,296	0,33	0,33	0,34	0,33	0,34	0,34	0,41	0,41	0,43	0,42	0,33	—
0,31	0,07548	0,671	0,239	0,35	0,35	0,36	0,35	0,36	0,36	0,43	0,43	0,45	0,44	0,35	0,55
0,33	0,08553	0,760	0,210	0,37	0,37	0,38	0,37	0,38	0,38	0,45	0,45	0,47	0,46	0,37	0,57
0,35	0,09621	0,855	0,187	0,39	0,39	0,41	0,39	0,41	0,41	0,47	0,47	0,49	0,49	0,39	0,59
0,38	0,1134	1,01	0,152	0,42	0,42	0,44	0,42	0,44	0,44	0,50	0,50	0,52	0,52	0,42	0,62
0,41	0,1320	1,11	0,130	0,45	0,45	0,47	0,45	0,47	0,47	0,53	0,53	0,55	0,55	0,45	0,65
0,44	0,1521	1,35	0,113	0,49	0,48	0,50	0,48	0,50	0,50	0,57	0,57	0,59	0,58	0,48	0,68
0,47	0,1735	1,54	0,0993	0,52	0,51	0,53	0,51	0,53	0,53	0,60	0,60	0,62	0,61	0,51	0,71
0,49	0,1886	1,68	0,0914	0,54	0,53	0,55	0,53	0,55	0,55	0,62	0,62	0,64	0,63	0,53	0,73
0,51	0,2043	1,82	0,0840	0,56	0,56	0,58	0,56	0,58	0,58	0,64	0,64	0,67	0,66	0,56	0,77
0,53	0,2206	1,96	0,0781	0,58	0,58	0,60	0,58	0,60	0,60	0,66	0,66	0,69	0,68	0,58	0,79
0,55	0,2376	2,11	0,0725	0,60	0,60	0,62	0,60	0,62	0,62	0,68	0,68	0,71	0,70	0,60	0,81
0,57	0,2552	2,27	0,0675	0,62	0,62	0,64	0,62	0,64	0,64	0,70	0,70	0,73	0,72	0,62	0,83
0,59	0,2734	2,43	0,0630	0,64	0,64	0,66	0,64	0,66	0,66	0,72	0,72	0,75	0,74	0,64	0,85
0,62	0,3019	2,68	0,0571	0,67	0,67	0,69	0,67	0,69	0,69	0,75	0,75	0,78	0,77	0,67	0,88

Продолжение табл. П1-1

Номинальный диаметр проволоки по меди, *мм*	Расчетное сечение, *мм²*	Масса 1 *м* медной проволоки, *г*	Сопротивление постоянному току, *ом/м*	Наибольший наружный диаметр, *мм*											
				ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭВТЛ1	ПЭВТЛ2	ПЭТВ	ПЭЛШО	ПЭЛЛО	ПЭПЛО, ПЭТЛО	ПЭВЛО	ПНЭТ-имид	ПСД, ПСДК
0,64	0,3217	2,86	0,0538	0,69	0,69	0,72	0,69	0,72	0,72	0,77	0,77	0,81	0,80	0,69	0,90
0,67	0,3526	3,13	0,0488	0,72	0,72	0,75	0,72	0,75	0,75	0,80	0,80	0,84	0,83	0,72	0,93
0,69	0,3739	3,32	0,0461	0,74	0,74	0,77	0,74	0,77	0,77	0,82	0,82	0,86	0,85	0,74	0,95
0,72	0,4072	3,60	0,0423	0,78	0,77	0,80	0,77	0,80	0,80	0,87	0,87	0,90	0,89	0,77	0,99
0,74	0,4301	3,82	0,0400	0,80	0,80	0,83	0,80	0,83	0,83	0,89	0,89	0,93	0,91	0,80	1,01
0,77	0,4657	4,14	0,0370	0,83	0,83	0,86	0,83	0,86	0,86	0,92	0,92	0,96	0,94	0,83	1,04
0,80	0,5027	4,47	0,0342	0,86	0,86	0,89	0,86	0,89	0,89	0,95	0,95	0,99	0,97	0,86	1,07
0,83	0,5411	4,81	0,0318	0,89	0,89	0,92	0,89	0,92	0,92	0,98	0,98	1,02	1,00	0,89	1,10
0,86	0,5809	5,16	0,0297	0,92	0,92	0,95	0,92	0,95	0,95	1,01	1,01	1,05	1,03	0,92	1,13
0,90	0,6362	5,66	0,0270	0,96	0,96	0,99	0,96	0,99	0,99	1,05	1,05	1,09	1,07	0,96	1,17
0,93	0,6793	6,04	0,0253	0,99	0,99	1,02	0,99	1,02	1,02	1,08	1,08	1,12	1,10	0,99	1,20
0,96	0,7238	6,44	0,0238	1,02	1,02	1,05	1,02	1,05	1,05	1,11	1,11	1,15	1,13	1,02	1,23
1,00	0,7854	6,98	0,0219	1,07	1,08	1,11	1,08	1,11	1,11	1,16	1,16	1,20	1,19	1,06	1,29
1,04	0,8495	7,55	0,0202	1,12	1,12	1,15	1,12	1,15	1,15	1,20	1,20	1,24	1,23	1,12	1,33
1,08	0,9161	8,14	0,0188	1,16	1,16	1,19	1,16	1,19	1,19	1,24	1,24	1,28	1,27	1,16	1,37
1,12	0,9852	8,76	0,0175	1,20	1,20	1,23	1,20	1,23	1,23	1,28	1,28	1,32	1,31	1,20	1,41
1,16	1,0568	9,40	0,0163	1,24	1,24	1,27	1,24	1,27	1,27	1,32	1,32	1,36	1,35	1,24	1,45
1,20	1,1310	10,10	0,0152	1,28	1,28	1,31	1,28	1,31	1,31	1,36	1,36	1,40	1,39	1,28	1,49
1,25	1,2272	10,90	0,0140	1,33	1,33	1,36	1,33	1,36	1,36	1,41	1,41	1,45	1,44	1,33	1,54
1,30	1,3270	11,8	0,0132	1,38	1,38	1,41	1,38	1,41	1,41	1,46	1,46	1,50	1,49	1,38	1,59
1,35	1,4314	12,7	0,0123	1,43	1,43	1,46	1,43	1,46	1,46	1,51	—	—	—	—	1,64
1,40	1,5394	13,7	0,0113	1,48	1,48	1,51	1,48	1,51	1,51	1,56	—	—	—	—	1,69

Продолжение табл. П1-1

Номинальный диаметр проволоки по меди, *мм*	Расчетное сечение, *мм²*	Масса 1 *м* медной проволоки, *г*	Сопротивление постоянному току, *ом/м*	Наибольший наружный диаметр, *мм*											
				ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭВТЛ1	ПЭВТЛ2	ПЭТВ	ПЭЛШО	ПЭЛЛО	ПЭПЛО, ПЭТЛО	ПЭВЛО	ПНЭТ-имид	ПСД, ПСДК
1,45	1,6513	14,7	0,0106	1,53	1,53	1,56	1,53	1,56	1,56	1,61	—	—	—	—	1,74
1,50	1,7672	15,7	0,00993	1,58	1,58	1,61	1,58	1,61	1,61	1,68	—	—	—	—	1,79
1,56	1,9113	17,0	0,00917	1,64	1,64	1,67	1,64	1,67	1,67	1,74	—	—	—	—	1,85
1,62	2,0612	18,3	0,00850	1,71	1,70	1,73	—	—	1,73	—	—	—	—	—	1,91
1,68	2,217	19,7	0,00791	1,77	1,76	1,79	—	—	1,79	—	—	—	—	—	1,98
1,74	2,378	21,1	0,00737	1,83	1,82	1,85	—	—	1,85	—	—	—	—	—	2,04
1,81	2,573	22,9	0,00681	1,90	1,90	1,93	—	—	1,93	—	—	—	—	—	2,11
1,88	2,776	24,7	0,00631	1,97	1,97	2,00	—	—	2,00	—	—	—	—	—	2,18
1,95	2,987	26,5	0,00587	2,04	2,04	2,07	—	—	2,07	—	—	—	—	—	2,25
2,02	3,205	28,5	0,00547	2,12	2,11	2,14	—	—	2,14	—	—	—	—	—	2,32
2,10	3,464	30,8	0,00506	2,20	2,20	2,23	—	—	2,23	—	—	—	—	—	2,40
2,26	4,012	35,7	0,00437	2,36	2,36	2,39	—	—	2,39	—	—	—	—	—	2,62
2,44	4,676	41,6	0,00375	2,54	2,54	2,57	—	—	2,57	—	—	—	—	—	2,80
2,63	5,433	48,3	0,00322	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,99
2,83	6,290	55,9	0,00278	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,19
3,05	7,306	65	0,00240	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,42
3,28	8,450	75,1	0,00207	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,65
3,53	9,787	87	0,00179	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,90
3,80	11,34	101	0,00154	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,17
4,10	13,20	117	0,00132	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,47
4,50	15,90	142	0,00110	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,88
4,80	18,10	161	0,000969	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	5,18
5,20	21,24	189	0,000811	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Основные данные фольги медной рулонной (по ГОСТ 5638-51) (марок МО, М1, М2)

Таблица П1-2

Толщина, *мм*	Ширина, *мм*	Теоретическая масса 1 $м^2/г$
0,015	20—150	133,5
0,020	20—150	178,0
0,030	20—150	267,0
0,040	20—150	356,0
0,050	20—150	445,0

Основные данные фольги алюминиевой рулонной (по ГОСТ 618-62) (марок АД1, АД, А7, А6, А5)

Таблица П1-3

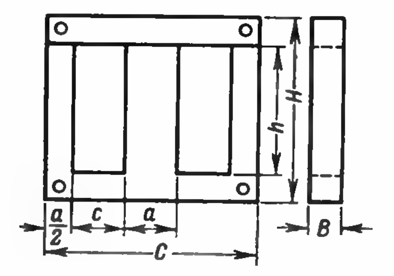
Толщина, *мм*	Ширина, *мм*	Теоретическая масса, 1 $м^2/г$	Толщина, *мм*	Ширина, *мм*	Теоретическая масса, 1 $м^2/г$
0,005	10—440	13,5	0,025	10—460	67,5
0,006	10—440	16,2			
0,007	10—440	18,9	0,030	10—460	81,0
0,009	10—440	24,3	0,040	10—460	108,0
(0,010)	10—440	27,0	0,050	10—460	135,0
0,011	10—440	29,7	0,060	10—460	162,0
(0,012)	10—460	32,4	0,070	10—460	189,0
(0,013)	10—460	35,1	0,080	10—460	216,0
0,014	10—460	37,8	0,100	10—600	270,0
0,015	10—460	40,5	0,120	10—600	324,0
0,016	10—460	43,2	0,150	10—600	405,0
0,020	10—460	54,0	0,180	10—600	486,0
			0,200	10—600	540,0

Примечание. Фольгу толщин, указанных в скобках, применять не рекомендуется.

ПРИЛОЖЕНИЕ П2

Броневые пластинчатые магнитопроводы

Таблица П2-1



Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины										
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*		Площадь сечения стали × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*		Масса магнитопровода, *кг*	Количество пластин, шт.		Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
								Трансформатор и сглаживающий дроссель	Дроссель насыщения ($l_{ст}$ = то же, что и для сглаживающего дросселя)		Сглаживающий дроссель	Дроссель насыщения		0,2 *мм*	0,35 *мм*	f=50 *гц*	f=400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$l_{ст\sim}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$		$G_{ст}$			$\Sigma P_{в}$	
ШО9×09	9	22,5	9	36	31,5	9	0,81	7,72	5,64	1,62	6,3	4,58	0,045	38	23	2,0	15
ШО9×12						12	1,08			2,16	8,35	6,10	0,060	51	31	2,5	17

Ш12×10	12	30	12	48	42	10	1,08	10,03	7,54	4,3	10,9	8,1	0,090	42	26	5,0	30
Ш12×12						12	1,44			5,2	14,5	10,9	0,110	51	31	5,5	33
Ш12×16						16	1,92			6,8	19,3	14,5	0,140	68	42	7,0	44
Ш12×20						20	2,40			8,6	24,1	18,1	0,180	85	52	8,5	52
Ш12×25						25	3,00			10,8	30,2	22,6	0,230	106	65	10,0	60
Ш12×32						32	3,84			13,7	38,5	29,0	0,280	136	83	12,0	68
Ш16×10	16	40	16	64	56	10	1,44	13,7	10,04	10,2	19,7	14,5	0,156	42	26	9	55
Ш16×12						12	1,92			12,1	26,4	19,3	0,190	51	31	12	72
Ш16×16						16	2,56			16,6	35,2	25,8	0,260	68	42	15	92
Ш16×20						20	3,20			20,5	43,8	32,2	0,320	85	52	18	110
Ш16×25						25	4,00			25,6	54,8	40,1	0,400	106	65	22	130
Ш16×32						32	5,12			32,6	70,3	51,5	0,510	136	83	27	150
Ш16×40*						40	6,40			41	87,6	64,0	0,630	170	104	32	170
Ш20×12	20	50	20	80	70	12	2,4	17,14	12,56	24	41,2	30,2	0,30	51	31	20	125
Ш20×16						16	3,2			32	55,0	40,2	0,40	68	42	27	160
Ш20×20						20	4,0			40	68,6	50,3	0,50	85	52	32	185
Ш20×25						25	5,0			50	85,7	62,8	0,62	106	65	40	220
Ш20×32						32	6,4			64	110	80,5	0,80	136	83	48	260
Ш20×40						40	8,0			80	137	100,5	0,99	170	104	58	320
Ш20×50						50	10,0			100	172	125,0	1,24	212	130	70	370

Продолжение табл. П2-1

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины										
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*		Площадь сечения стали×площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³		Масса магнитопровода, *кг*	Количество пластин, шт.		Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
								Трансформатор и сглаживающий дроссель	Дроссель насыщения ($l_{ст}$ = то же, что и для сглаживающего дросселя)		Сглаживающий дроссель	Дроссель насыщения		0,2 *мм*	0,35 *мм*	f = 50 *гц*	f = 400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$l_{ст\sim}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$		$G_{ст}$			$\Sigma P_{в}$	
Ш25×16						16	4,0			62,5	85,5	63,0	0,62	68	42	50	280
Ш25×20						20	5,0			78	107,0	78,5	0,77	85	52	60	325
Ш25×25						25	6,25			97,5	134,0	98,0	0,97	106	65	72	385
Ш25×32	25	62,5	25	100	87,5	32	8,0	21,40	15,7	125	171,0	126	1,23	136	83	90	480
Ш25×40						40	10,0			156	214,0	157	1,55	170	104	100	525
Ш25×50						50	12,5			195	268,0	197	1,93	212	130	130	655
Ш25×64						64	16,0			250	342,0	251	2,47	272	166	155	730

Ш32×20						20	6,4			164	175	128	1,27	85	52	110	600
Ш32×25						25	8,0			205	220	161	1,58	106	65	140	740
Ш32×32						32	10,2			261	280	206	2,02	136	83	170	900
Ш32×40	32	80	32	128	112	40	12,8	27,4	20,1	328	351	257	2,53	170	104	210	1 000
Ш32×50						50	16,0			410	440	321	3,17	212	130	250	1 160
Ш32×64						64	20,4			522	560	412	4,04	272	166	300	1 400
Ш32×80						80	25,6			656	704	513	5,07	340	208	360	1 600
Ш40×25						25	10,0			400	342	254	2,47	106	65	250	1 250
Ш40×32						32	12,6			512	440	326	3,16	136	83	310	1 550
Ш40×40						40	16,0			640	550	407	3,96	170	104	375	1 750
Ш40×50	40	100	40	160	140	50	20,0	34,3	25,4	800	680	510	4,95	212	130	450	2 050
Ш40×64						64	25,6			1 025	880	650	6,32	272	166	550	2 400
Ш40×80						80	32,0			1 280	1 100	810	7,92	340	208	600	2 650
Ш40×100						100	40,0			1 600	1 370	1 015	9,86	425	260	800	3 150

Примечания: 1. Масса магнитопровода рассчитана для пластины толщиной 0,35 *мм* с плотностью 7,55 *г/см*³ (ГОСТ 802-58). Масса магнитопровода из пластины другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст}=G_{ст.табл}\frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

2. Мощность трансформатора рассчитана из условия среднеобъемного превышения температуры, равного 50 °С.

Броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛ

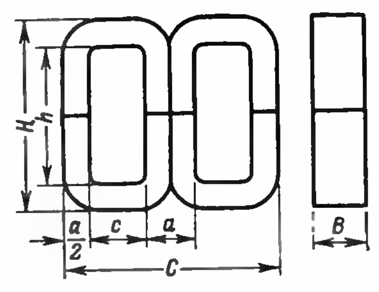


Таблица П2-2

Магнитопровод	Размеры, мм						Справочные величины						
							Площадь сечения магнитопровода, $см^2$	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали×площадь окна, $см^4$	Объем магнитопровода, $см^3$	Масса магнитопровода, кг	Ориентировочная мощность трансформатора, ва	
												f = 50 гц	f = 400 гц
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ШЛ6×6,5	6	15	6	25	22	6,5	0,39	4,7	0,35	1,83	0,0125	—	4,5
ШЛ6×8						8,0	0,48		0,43	2,26	0,0155	—	5,0
ШЛ6×10						10,0	0,60		0,54	2,82	0,0195	—	6,0
ШЛ6×12,5						12,5	0,75		0,67	3,52	0,0241	—	7,0
ШЛ8×8	8	20	8	33	29	8,0	0,64	6,8	1,02	4,35	0,0297	—	15
ШЛ8×10						10,0	0,80		1,28	5,45	0,0375	—	20
ШЛ8×12,5						12,5	1,00		1,60	6,80	0,0467	—	24
ШЛ8×16						16,0	1,28		2,05	8,70	0,0596	—	30

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины						
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
												$f=$ =50 *гц*	$f=$ =400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_{в}$	
ШЛ10×10	10	25	10	40	35	10	1,00	8,5	2,5	8,50	0,0585	—	37
ШЛ10×12,5						12,5	1,25		3,12	10,60	0,0725	—	47
ШЛ10×16						16	1,60		4,0	13,60	0,0934	—	56
ШЛ10×20						20	2,00		5,0	17,00	0,117	—	67
ШЛ12×12,5	12	30	12	48	42	12,5	1,50	10,2	5,4	15,3	0,105	3	80
ШЛ12×16						16	1,92		6,9	19,6	0,135	5	94
ШЛ12×20						20	2,40		8,7	24,5	0,168	7	112
ШЛ12×25						25	3,00		10,8	30,6	0,212	10	135
ШЛ16×16	16	40	16	64	56	16	2,56	13,6	16,6	34,8	0,239	15	158
ШЛ16×20						20	3,20		20,5	43,5	0,300	22	195
ШЛ16×25						25	4,00		25,6	54,4	0,375	32	250
ШЛ16×32						32	5,10		32,6	69,4	0,478	40	300
ШЛ20×20	20	50	20	80	70	20	4,00	17,1	40,0	68,4	0,47	45	330
ШЛ20×25						25	5,00		50,0	85,5	0,59	54	380
ШЛ20×32						32	6,40		64,0	109,5	0,75	68	450
ШЛ20×40						40	8,00		80,0	137,0	0,94	86	510

24—1485

Продолжение табл. П2-2

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины						
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
												f = =50 *гц*	f = =400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_{в}$	
ШЛ25×25	25	62,5	25	100	87,5	25	6,25	21,3	98,0	133,0	0,915	110	610
ШЛ25×32						32	8,00		125,0	170,0	1,17	135	730
ШЛ25×40						40	10,0		156,0	213,0	1,47	170	810
ШЛ25×50						50	12,5		195,0	266,0	1,84	210	990
ШЛ32×32	32	80	32	128	112	32	10,2	27,3	261,0	278,0	1,92	260	1 200
ШЛ32×40						40	12,8		328,0	350,0	2,40	310	1 400
ШЛ32×50						50	16,0		410,0	436,0	3,01	390	1 650
ШЛ32×64						64	20,5		523,0	560,0	3,84	490	1 940
ШЛ40×40	40	100	40	160	140	40	16,0	34,2	640	546,0	3,77	600	2 200
ШЛ40×50						50	20,0		800	684,0	4,70	690	2 500
ШЛ40×64						64	25,6		1 025	875	6,01	850	3 000
ШЛ40×80						80	32,0		1 280	1 095	7,54	1 000	3 500

Примечания: 1. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см*³ (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст} = G_{ст.\,табл.} \frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

2. Мощность трансформатора рассчитана из условия среднеобъемного превышения температуры, равного 50 °С.

24*

Броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛМ

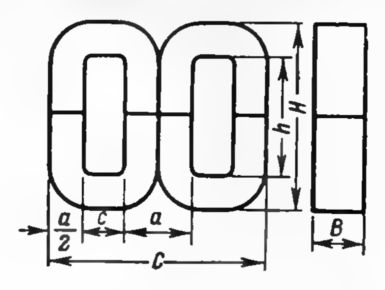


Таблица П2-3

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛМ8×6,5						6,5	0,52		0,338	2,53	0,0174
ШЛМ8×8						8,0	0,64		0,416	3,11	0,0212
ШЛМ8×10	8,0	13,0	5,0	26,6	21,4	10,0	0,80	4,86	0,520	3,89	0,0268
ШЛМ8×12,5						12,5	1,00		0,650	4,86	0,0334
ШЛМ8×16						16	1,28		0,830	6,22	0,0428

Продолжение табл. П2-3

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*c*	*C*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛМ10×8						8,0	0,80		0,87	5,10	0,0350
ШЛМ10×10						10,0	1,00		1,08	6,37	0,0437
ШЛМ10×12,5	10,0	18,0	6,0	32,6	28,4	12,5	1,25	6,37	1,35	7,97	0,0545
ШЛМ10×16						16,0	1,60		1,73	10,20	0,0700
ШЛМ10×20						20,0	2,00		2,16	12,75	0,088
ШЛМ12×10						10,0	1,20		2,21	9,7	0,0665
ШЛМ12×12,5						12,5	1,50		2,76	12,1	0,0834
ШЛМ12×16	12,0	23,0	8,0	40,8	35,4	16,0	1,92	8,08	3,53	15,5	0,1070
ШЛМ12×20						20,0	2,40		4,41	19,4	0,1330
ШЛМ12×25						25,0	3,00		5,51	24,2	0,1660
ШЛМ16×12,5						12,5	2,00		4,68	19,0	0,131
ШЛМ16×16						16,0	2,56		6,00	24,4	0,168
ШЛМ16×20	16,0	26,0	9,0	50,8	42,4	20,0	3,20	9,51	7,50	30,5	0,210
ШЛМ16×25						25,0	4,00		9,35	38,1	0,620
ШЛМ16×32						32,0	5,12		12,00	48,7	0,334
ШЛМ20×16						16,0	3,2		13,80	40,6	0,280
ШЛМ20×20						20,0	4,0		17,30	50,8	0,350
ШЛМ20×25	20,0	36,0	12,0	65,0	56,5	25,0	5,0	12,7	21,60	63,5	0,437
ШЛМ20×32						32,0	6,4		27,60	81,3	0,567
ШЛМ20×40						40,0	8,0		34,60	101,5	0,700

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*c*	*C*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛМ25×20	25,0	45,0	15,0	81,0	70,5	20,0	5,0	15,9	33,60	79,5	0,547
ШЛМ25×25						25,0	6,25		42,00	99,5	0,683
ШЛМ25×32						32,0	8,00		53,80	127,0	0,875
ШЛМ25×40						40,0	10,00		67,40	159,0	1,090
ШЛМ25×50						50,0	12,50		84,20	199,0	1,360
ШЛМ32×25	32,0	55,0	18,0	101,0	87,6	25,0	8,00	19,7	79,20	157,5	1,080
ШЛМ32×32						32,0	10,23		101,20	202,0	1,380
ШЛМ32×40						40,0	12,8		126,60	252,0	1,730
ШЛМ32×50						50,0	16,0		158,50	315,0	2,170
ШЛМ40×32	40,0	72,0	24,0	128,2	112,6	32,0	12,8	25,5	221,00	326,0	2,240
ШЛМ40×40						40,0	16,0		276,00	408,0	2,810
ШЛМ40×50						50,0	20,0		344,00	510,0	3,520
ШЛМ40×64						64,0	25,6		442,00	655,0	4,500

Примечание. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см³*. (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст} = G_{ст.\ табл}\frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

Броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛО

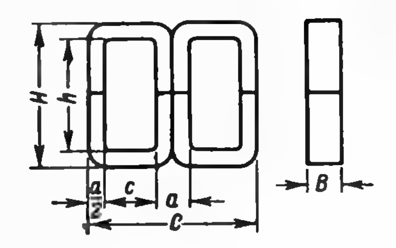


Таблица П2-4

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × ×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛО4×5	4,0	13,0	6,0	20,6	17,4	5,0	0,20	4,42	0,156	0,088	0,0060
ШЛО4×6,5						6,5	0,26		0,203	0,115	0,0078
ШЛО4×8						8,0	0,32		0,250	0,141	0,0098
ШЛО4×10						10,0	0,40		0,312	0,177	0,0122
ШЛО4×12,5						12,5	0,50		0,390	0,221	0,0152
ШЛО4×16						16,0	0,64		0,500	0,283	0,0196

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛО5×5	5,0	16,0	8,0	26,8	21,4	5,0	0,25	5,58	0,320	0,139	0,0094
ШЛО5×6,5						6,5	0,32		0,415	0,178	0,0124
ШЛО5×8						8,0	0,40		0,511	0,223	0,0154
ШЛО5×10						10,0	0,50		0,640	0,279	0,0192
ШЛО5×12,5						12,5	0,62		0,800	0,346	0,0239
ШЛО5×16						16,0	0,80		1,020	0,446	0,0308
ШЛО6×6,5	6,0	22,0	10,0	32,8	28,4	6,5	0,39	7,34	0,860	0,286	0,0197
ШЛО6×8						8,0	0,48		1,060	0,352	0,0242
ШЛО6×10						10,0	0,60		1,320	0,440	0,0303
ШЛО6×12,5						12,5	0,75		1,650	0,550	0,0376
ШЛО6×16						16,0	0,96		2,110	0,705	0,0482
ШЛО6×20						20,0	1,20		2,640	0,880	0,0606
ШЛО8×8	8,0	27,0	12,0	40,8	35,4	8,0	0,64	9,06	2,070	0,580	0,0394
ШЛО8×10						10,0	0,80		2,590	0,725	0,0498
ШЛО8×12,5						12,5	1,00		3,240	0,906	0,0623
ШЛО8×16						16,0	1,26		4,150	1,14	0,0802

Продолжение табл. П2-4

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*c*	*C*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ШЛО10×10	10,0	32,0	15,0	50,8	42,4	10,0	1,00	11,0	4,800	1,10	0,0757
ШЛО10×12,5						12,5	1,25		6,000	1,37	0,0940
ШЛО10×16						16,0	1,60		7,660	1,76	0,1210
ШЛО10×20						20,0	2,00		9,600	2,20	0,1510
ШЛО12×12,5	12,0	44,0	20,0	65,0	57,0	12,5	1,50	14,7	13,200	2,20	0,1510
ШЛО12×16						16,0	1,92		16,900	2,82	0,1930
ШЛО12×20						20,0	2,40		21,100	3,53	0,2430
ШЛО12×25						25,0	3,00		26,400	4,41	0,3030
ШЛО16×16	16,0	54,0	24,0	81,0	71,0	16,0	2,56	18,1	33,200	4,63	0,3180
ШЛО16×20						20,0	3,20		41,500	5,80	0,4020
ШЛО16×25						25,0	4,00		51,800	7,25	0,4980
ШЛО16×32						32,0	5,12		66,300	9,26	0,6350

Примечание. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см³* (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст} = G_{ст.табл.}\frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

Стержневые ленточные магнитопроводы типа ПЛ

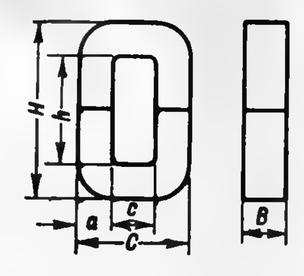


Таблица П2-5

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины						
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
												f=50 *гц*	f=400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ПЛ6,5×12,5-8	6,5	8,0	8,0	21,5	22,0	12,5	0,813	5,2	0,52	4,23	0,028	—	10,5
ПЛ6,5×12,5-10		10,0			24,0			5,6	0,65	4,55	0,030	—	12,6
ПЛ6,5×12,5-12,5		12,5			26,5			6,1	0,81	4,95	0,033	—	15,3
ПЛ6,5×12,5-16		16,5			30,0			6,8	1,07	5,53	0,037	—	18,7
ПЛ8×12,5-12,5	8,0	12,5	10,0	26,5	29,5	12,5	1,00	6,9	1,25	6,90	0,047	—	23,0
ПЛ8×12,5-16		16,0			33,0			7,9	1,6	7,60	0,051	—	28,4
ПЛ8×12,5-20		20,0			37,0			8,4	2,0	8,40	0,057	—	33,0
ПЛ8×12,5-25		25,0			42,0			9,4	2,5	9,40	0,063	—	39,0

Продолжение табл. П2-5

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины						
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
												f=50 *гц*	f=400 *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_з$	
ПЛ10×12,5-20	10,0	20,0	12,5	33,0	41,0	12,5	1,25	9,6	3,1	12,0	0,081	6,5	53,0
ПЛ10×12,5-25		25,0			46,0			10,6	3,9	13,2	0,089	7,7	64,0
ПЛ10×12,5-32		32,0			53,0			11,6	5,0	14,5	0,098	9,8	77,5
ПЛ10×12,5-40		40,0			61,0			13,6	6,3	17,0	0,114	12,8	93,5
ПЛ12,5×16-25	12,5	25,0	16,0	41,5	51,0	16,0	2,00	12,0	8,0	24,0	0,163	16,0	97,0
ПЛ12,5×16-32		32,0			58,0			13,4	10,2	26,8	0,182	19,1	121,0
ПЛ12,5×16-40		40,0			66,0			15,0	12,8	30,0	0,203	23,0	147,0
ПЛ12,5×16-50		50,0			76,0			17,0	16,0	34,0	0,230	28,4	179,0
ПЛ12,5×25-32	12,5	32,0	20,0	45,5	58,0	25,0	3,12	13,8	18,7	43,0	0,292	33,5	193,0
ПЛ12,5×25-40		40,0			66,0			15,8	25,0	49,3	0,334	43,2	222,0
ПЛ12,5×25-50		50,0			76,0			17,8	31,0	55,5	0,376	52,6	279,0
ПЛ12,5×25-60		60,0			86,0			19,8	37,6	61,7	0,418	62,9	322,0
ПЛ16×32-40	16,0	40,0	25,0	57,5	73,0	32,0	5,12	18,0	51,0	92,2	0,620	82,5	340,0
ПЛ16×32-50		50,0			83,0			20,0	64,0	102,4	0,690	109,0	411,0
ПЛ16×32-65		65,0			98,4			23,0	83,0	117,8	0,795	127,0	506,0
ПЛ16×32-80		80,0			113,2			26,0	102,0	133,0	0,900	146,0	595,0
ПЛ20×40-50	20,0	50,0	32,0	72,6	91,0	40,0	8,00	22,7	128,0	181,5	1,230	182,0	651,0
ПЛ20×40-60		60,0			101,0			24,7	154,0	197,5	1,350	203,0	750,0
ПЛ20×40-80		80,0			121,2			28,7	205,0	230,0	1,550	271,0	935,0
ПЛ20×40-100		100,0			141,2			32,7	256,0	262,0	1,770	313,0	1060,0

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины: Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*: $f=50$ *гц*	$f=400$ *гц*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_{в}$	
ПЛ25×50-65	25,0	65,0	40,0	90,6	116,4	50,0	12,5	28,8	325,0	360,0	2,440	404,0	1305,0
ПЛ25×50-80		80,0			131,2			31,8	400,0	398,0	2,700	473,0	1470,0
ПЛ25×50-100		100,0			151,2			35,8	500,0	447,0	3,040	563,0	1796,0
ПЛ25×50-120		120,0			171,6			39,8	600,0	497,0	3,380	675,0	2060,0
ПЛ32×64-80	32,0	80,0	50,0	114,6	145,2	64,0	20,5	36,0	820,0	738,0	5,00	865,0	2540,0
ПЛ32×64-100		100,0			165,2			40,0	1025,0	820,0	5,60	1025,0	3010,0
ПЛ32×64-130		130,0			195,6			46,0	1330,0	943,0	6,48	1325,0	3590,0
ПЛ32×64-160		160,0			225,6			52,0	1640,0	1065,0	7,25	1540,0	4240,0
ПЛ40×80-100	40,0	100,0	64,0	144,8	181,2	80,0	32,0	45,3	2050,0	1450,0	9,90	1820,0	5300,0
ПЛ40×80-120		120,0			201,6			49,0	2460,0	1570,0	10,70	2050,0	5650,0
ПЛ40×80-160		160,0			241,6			57,3	3260,0	1830,0	12,50	2720,0	7050,0
ПЛ40×80-200		200,0			281,6			65,3	4100,0	2070,0	14,30	3160,0	8400,0

Примечания: 1. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см³* (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст} = G_{ст.\,табл} \frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

2. Мощность трансформатора рассчитана из условия среднеобъемного превышения температуры, равного 50 °С.

Стержневые ленточные магнитопроводы типа ПЛВ

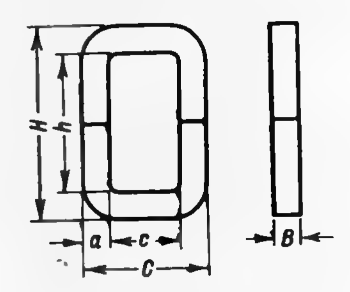


Таблица П2-6

Магнитопроводы	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ПЛВ8×8-40	8,0	40,0	20,0	36,5	57,0	8,0	0,64	14,5	10,2	9,27	0,064
ПЛВ8×10-40						10,0	0,80		12,8	11,60	0,080
ПЛВ8×12,5-40						12,5	1,00		16,0	14,50	0,100
ПЛВ8×16-40						16,0	1,28		20,4	18,55	0,128
ПЛВ10×10-50	10,0	50,0	25,0	45,5	71,0	10,0	1,00	18,1	12,5	18,1	0,125
ПЛВ10×12,5-50						12,5	1,25		15,6	22,6	0,156
ПЛВ10×16-50						16,0	1,60		20,0	29,0	0,200
ПЛВ10×20-50						20,0	2,00		25,0	36,2	0,250

Продолжение табл. П2-6

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × ×площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ПЛВ12,5×12,5-62,5	12,5	62,5	31,0	56,5	88,5	12,5	1,56	22,6	30,3	35,3	0,243
ПЛВ12,5×16-62,5						16,0	2,00		38,8	45,2	0,311
ПЛВ12,5×20-62,5						20,0	2,50		48,5	56,5	0,388
ПЛВ12,5×25-62,5						25,0	3,12		60,5	70,5	0,485
ПЛВ16×16-80	16,0	80,0	40,0	72,5	113,0	16,0	2,56	29,0	82,0	74,2	0,510
ПЛВ16×20-80						20,0	3,20		102,0	92,6	0,640
ПЛВ16×25-80						25,0	4,00		128,0	116,0	0,795
ПЛВ16×32-80						32,0	5,12		164,0	148,0	1,020
ПЛВ20×40-50	20,0	50,0	40,0	80,6	91,2	40,0	8,00	24,3	160,0	194,0	1,34
ПЛВ20×40-60		60,0			101,2			26,3	192,0	210,0	1,45
ПЛВ20×40-70		70,0			111,2			28,3	224,0	226,0	1,56
ПЛВ20×40-80		80,0			121,2			30,3	256,0	242,0	1,67
ПЛВ20×40-90		90,0			131,2			32,3	288,0	258,0	1,78

Продолжение табл. П2-6

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × ×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ПЛВ25×50-60		60,0			111,2			29,9	375,0	374,0	2,570
ПЛВ25×50-75		75,0			126,2			32,9	468,0	412,0	2,830
ПЛВ25×50-90	25,0	90,0	50,0	100,6	141,4	50,0	12,5	35,9	562,0	449,0	3,090
ПЛВ25×50-105		105,0			156,4			38,9	655,0	486,0	3,340
ПЛВ25×50-120		120,0			171,4			41,9	750,0	523,0	3,600
ПЛВ32×64-80		80,0			145,4			38,8	1050,0	795,0	5,450
ПЛВ32×64-100		100,0			165,4			42,8	1310,0	877,0	6,000
ПЛВ32×64-120	32,0	120,0	64,0	128,7	185,4	64,0	20,5	46,8	1570,0	960,0	6,570
ПЛВ32×64-140		140,0			205,4			50,8	1835,0	1040,0	7,150
ПЛВ32×64-160		160,0			225,4			54,9	2100,0	1125,0	7,720
ПЛВ40×80-100		100,0			181,4			48,6	2560,0	1560,0	10,700
ПЛВ40×80-120		120,0			201,4			52,6	3070,0	1685,0	11,600
ПЛВ40×80-140	40,0	140,0	80,0	160,8	221,4	80,0	32	56,6	3580,0	1810,0	12,500
ПЛВ40×80-160		160,0			241,4			60,6	4090,0	1940,0	13,400
ПЛВ40×80-180		180,0			261,4			64,6	4600,0	2070,0	14,200

Примечание. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см³* (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины рассчитывается по формуле $G_{ст} = G_{ст.\,табл} \cdot \frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

Стержневые ленточные магнитопроводы типа ПЛМ

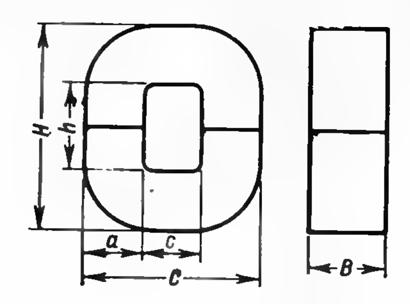


Таблица П2-7

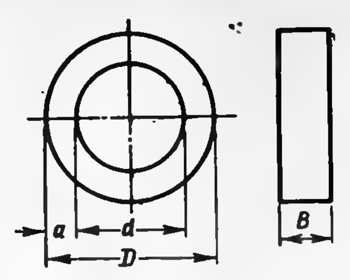
Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ПЛМ 22×32-28		28,0			73,2			16,3	37,4	114,5	0,079
ПЛМ 22×32-36		36,0			81,2			17,9	48,2	126,0	0,087
ПЛМ 22×32-46	22,0	46,0	19,0	63,6	91,2	32,0	7,04	19,9	61,5	140,0	0,097
ПЛМ 22×32-58		58,0			103,2			22,3	77,5	157,0	0,108

Продолжение табл. П2-7

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины				
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*c*	*C*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$
ПЛМ 27×40-36		36,0			91,2			20,5	93,5	221,0	0,152
ПЛМ 27×40-46	27,0	46,0	24,0	78,6	101,2	40,0	10,8	22,5	119,0	243,0	0,167
ПЛМ 27×40-58		58,0			113,2			24,9	150,0	269,0	0,185
ПЛМ 28×40-73		73,0			128,2			27,9	189,0	301,0	0,208
ПЛМ 34×50-46		46,0			115,4			25,9	234,0	440,0	0,303
ПЛМ 34×50-58	34,0	58,0	30,0	98,7	127,4	50,0	17,0	28,3	296,0	481,0	0,332
ПЛМ 34×50-73		73,0			142,4			31,3	372,0	529,0	0,367
ПЛМ 34×50-90		90,0			159,4			34,7	460,0	594,0	0,405

Примечание. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см³* (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст}=G_{ст.табл}\frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$—коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

Кольцевые магнитопроводы типа ОЛ



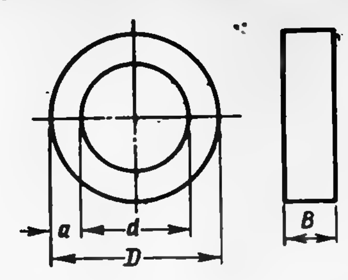
А. Для трансформаторов питания

Таблица П2-8

Магнитопровод	Размеры, мм				Площадь сечения магнитопровода, см²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали×Х площадь окна, см⁴	Объем магнитопровода, см³	Масса магнитопровода, кг	Ориентировочная мощность трансформатора, ва	
										f=50 гц	f=400 гц
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ОЛ 10/16-4			4,0		0,120		0,094	0,48	0,0032	0,07	1,00
ОЛ 10/16-5	10,0	3,0	5,0	16,0	0,150	4,0	0,1175	0,60	0,0040	0,09	1,38
ОЛ 10/16-6,5			6,5		0,195		0,1530	0,78	0,0053	0,11	1,79
ОЛ 10/16-8			8,0		0,240		0,1880	0,96	0,0065	0,14	2,00
ОЛ 12/20-5			5,0		0,20		0,226	1,0	0,0066	0,17	2,4
ОЛ 12/20-6,5	12,0	4,0	6,5	20,0	0,26	5,0	0,294	1,3	0,0088	0,21	3,2
ОЛ 12/20-8			8,0		0,32		0,362	1,6	0,0107	0,27	3,9
ОЛ 12/20-10			10,0		0,40		0,453	2,0	0,0134	0,34	4,9

25—1485

Кольцевые магнитопроводы типа ОЛ



А. *Для трансформаторов питания*

Таблица П2-8

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
										f=50 *гц*	f=400 *гц*
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ОЛ 10/16-4	10,0	3,0	4,0	16,0	0,120	4,0	0,094	0,48	0,0032	0,07	1,00
ОЛ 10/16-5			5,0		0,150		0,1175	0,60	0,0040	0,09	1,38
ОЛ 10/16-6,5			6,5		0,195		0,1530	0,78	0,0053	0,11	1,79
ОЛ 10/16-8			8,0		0,240		0,1880	0,96	0,0065	0,14	2,00
ОЛ 12/20-5	12,0	4,0	5,0	20,0	0,20	5,0	0,226	1,0	0,0066	0,17	2,4
ОЛ 12/20-6,5			6,5		0,26		0,294	1,3	0,0088	0,21	3,2
ОЛ 12/20-8			8,0		0,32		0,362	1,6	0,0107	0,27	3,9
ОЛ 12/20-10			10,0		0,40		0,453	2,0	0,0134	0,34	4,9

Продолжение табл. П2-8

Магнитопровод	Размеры, мм				Площадь сечения магнитопровода, см²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали × площадь окна, см⁴	Объем магнитопровода, см³	Масса магнитопровода, кг	Ориентировочная мощность трансформатора, ва	
										f=50 гц	f=400 гц
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ОЛ 16/26-6,5	16,0	5,0	6,5	26,0	0,325	6,5	0,66	2,12	0,0142	0,48	7,0
ОЛ 16/26-8			8,0		0,40		0,80	2,60	0,0176	0,60	8,8
ОЛ 16/26-10			10,0		0,50		1,00	3,25	0,0216	0,73	10,1
ОЛ 16/26-12,5			12,5		0,625		1,36	4,07	0,0271	0,92	13,6
ОЛ 20/32-8	20,0	6,0	8,0	32,0	0,48	8,1	1,50	3,88	0,0250	1,2	16,9
ОЛ 20/32-10			10,0		0,60		1,86	4,85	0,0322	1,4	20,8
ОЛ 20/32-12,5			12,5		0,75		2,32	6,06	0,0403	1,8	26,0
ОЛ 20/32-16			16,0		0,96		3,00	7,77	0,0520	2,3	33,7
ОЛ 25/40-10	25,0	7,5	10,0	40,0	0,75	10,2	3,67	7,65	0,0612	2,9	38,0
ОЛ 25/40-12,5			12,5		0,94		4,60	9,57	0,0640	3,7	47,0
ОЛ 25/40-16			16,0		1,20		5,90	12,24	0,0820	4,7	60,0
ОЛ 25/40-20			20,0		1,50		7,35	15,30	0,1020	5,8	75,0
ОЛ 25/40-25			25,0		1,87		9,18	19,10	0,1280	7,3	94,0
ОЛ 32/50-16	32,0	9,0	16,0	50,0	1,44	12,8	11,50	18,4	0,1250	9,3	120,0
ОЛ 32/50-20			20,0		1,80		14,40	23,1	0,1560	11,6	149,0
ОЛ 32/50-25			25,0		2,25		18,00	28,8	0,1940	14,6	187,0
ОЛ 32/50-32			32,0		2,88		23,00	36,8	0,2490	18,7	240,0
ОЛ 40/64-20	40,0	12,0	20,0	64,0	2,40	16,3	30,0	39,1	0,2640	24,0	278,0
ОЛ 40/64-25			25,0		3,00		38,0	48,9	0,3290	30,0	346,0
ОЛ 40/64-32			32,0		3,84		48,0	62,5	0,4210	39,0	444,0
ОЛ 40/64-40			40,0		4,80		60,0	78,3	0,5270	49,5	515,0

Продолжение табл. П2-8

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
										f=50 *гц*	*f*=400 *гц*
	d	*a*	*B*	*D*	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_{в}$	
ОЛ 16/26-6,5	16,0	5,0	6,5	26,0	0,325	6,5	0,66	2,12	0,0142	0,48	7,0
ОЛ 16/26-8			8,0		0,40		0,80	2,60	0,0176	0,60	8,8
ОЛ 16/26-10			10,0		0,50		1,00	3,25	0,0216	0,73	10,1
ОЛ 16/26-12,5			12,5		0,625		1,36	4,07	0,0271	0,92	13,6
ОЛ 20/32-8	20,0	6,0	8,0	32,0	0,48	8,1	1,50	3,88	0,0250	1,2	16,9
ОЛ 20/32-10			10,0		0,60		1,86	4,85	0,0322	1,4	20,8
ОЛ 20/32-12,5			12,5		0,75		2,32	6,06	0,0403	1,8	26,0
ОЛ 20/32-16			16,0		0,96		3,00	7,77	0,0520	2,3	33,7
ОЛ 25/40-10	25,0	7,5	10,0	40,0	0,75	10,2	3,67	7,65	0,0612	2,9	38,0
ОЛ 25/40-12,5			12,5		0,94		4,60	9,57	0,0640	3,7	47,0
ОЛ 25/40-16			16,0		1,20		5,90	12,24	0,0820	4,7	60,0
ОЛ 25/40-20			20,0		1,50		7,35	15,30	0,1020	5,8	75,0
ОЛ 25/40-25			25,0		1,87		9,18	19,10	0,1280	7,3	94,0
ОЛ 32/50-16	32,0	9,0	16,0	50,0	1,44	12,8	11,50	18,4	0,1250	9,3	120,0
ОЛ 32/50-20			20,0		1,80		14,40	23,1	0,1560	11,6	149,0
ОЛ 32/50-25			25,0		2,25		18,00	28,8	0,1940	14,6	187,0
ОЛ 32/50-32			32,0		2,88		23,00	36,8	0,2490	18,7	240,0
ОЛ 40/64-20	40,0	12,0	20,0	64,0	2,40	16,3	30,0	39,1	0,2640	24,0	278,0
ОЛ 40/64-25			25,0		3,00		38,0	48,9	0,3290	30,0	346,0
ОЛ 40/64-32			32,0		3,84		48,0	62,5	0,4210	39,0	444,0
ОЛ 40/64-40			40,0		4,80		60,0	78,3	0,5270	49,5	515,0

Продолжение табл. П2-8

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
										$f=50$ *гц*	$f=400$ *гц*
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ОЛ 50/80-25			25,0		3,75		75,0	76,5	0,518	58,5	550,0
ОЛ 50/80-32	50,0	15,0	32,0	80,0	4,80	20,4	94,0	98,0	0,663	75,0	660,0
ОЛ 50/80-40			40,0		6,00		118,0	122,3	0,829	93,5	825,0
ОЛ 50/80-50			50,0		7,50		148,0	153,0	1,035	117,0	1030,0
ОЛ 64/100-32			32,0		5,76		187,0	148,5	1,010	148,0	1300,0
ОЛ 64/100-40	64,0	18,0	40,0	100,0	7,20	25,8	232,0	185,5	1,265	186,0	1630,0
ОЛ 64/100-50			50,0		9,00		290,0	232,0	1,580	233,0	2040,0
ОЛ 64/100-64			64,0		11,50		370,0	297,0	2,020	296,0	2300,0
ОЛ 80/128-40			40,0		9,6		482,0	313,0	2,120	340,0	2500,0
ОЛ 80/128-50	80,0	24,0	50,0	128,0	12,0	32,6	603,0	390,0	2,670	428,0	2650,0
ОЛ 80/128-64			64,0		15,3		775,0	498,0	3,420	548,0	3340,0
ОЛ 80/128-80			80,0		19,2		965,0	625,0	4,260	685,0	4170,0

Б. Для магнитных усилителей (дросселей насыщения) и бесконтактных магнитных элементов

ОЛ 6/8-2,5	6,0			8,0		2,20	0,0070	0,0440	0,000365		
ОЛ 8/10-2,5	8,0	1,0	2,5	10,0	0,02	2,83	0,0125	0,0565	0,000467		
ОЛ 10/12-2,5	10,0			12,0		3,46	0,0196	0,0692	0,000573		
ОЛ 12/14-3	12,0	1,0	3,0	14,0	0,03	4,08	0,0340	0,1225	0,000815		
ОЛ 12/14-4			4,0		0,04		0,0450	0,1634	0,001090		
ОЛ 14/17-3	14,0	1,5	3,0	17,0	0,045	4,87	0,0690	0,219	0,001450		
ОЛ 14/17-4			4,0		0,060		0,0920	0,292	0,001960		

Продолжение табл. П2-8

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали × площадь окна, *см*⁴	Объем магнитопровода, *см*³	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2, f=50 *гц*	ΣP_2, f=400 *гц*
ОЛ 16/20-3	16,0	2,0	3,0	20,0	0,060	5,65	0,1210	0,339	0,002250		
ОЛ 16/20-4			4,0		0,080		0,1600	0,452	0,003000		
ОЛ 16/20-5			5,0		0,100		0,2000	0,565	0,003760		
ОЛ 18/23-4	18,0	2,5	4,0	23,0	0,1000	6,45	0,2500	0,645	0,004250		
ОЛ 18/23-5			5,0		0,1250		0,3200	0,806	0,005350		
ОЛ 20/25-5	20,0	2,5	5,0	25,0	0,1250	7,06	0,3900	0,884	0,00585		
ОЛ 20/25-6,5			6,5		0,1625		0,5100	1,150	0,00773		
ОЛ 20/28-5	20,0	4,0	5,0	28,0	0,20	7,55	0,63	1,51	0,0100		
ОЛ 20/28-6,5			6,5		0,26		0,81	1,96	0,0130		
ОЛ 22/30-5	22,0	4,0	5,0	30,0	0,20	8,17	0,765	1,635	0,0108		
ОЛ 22/30-6,5			6,5		0,26		0,990	2,120	0,0140		
ОЛ 25/35-5	25,0	5,0	5,0	35,0	0,25	9,42	1,230	2,35	0,0156		
ОЛ 25/35-6,5			6,5		0,325		1,600	3,06	0,0202		
ОЛ 25/40-5	25,0	7,5	5,0	40,0	0,375	10,2	1,840	3,82	0,0234		
ОЛ 25/40-6,5			6,5		0,488		2,400	4,97	0,0306		
ОЛ 28/40-8	28,0	6,0	8,0	40,0	0,48	10,7	2,950	5,12	0,0340		
ОЛ 28/40-10			10,0		0,60		3,700	6,40	0,0425		
ОЛ 32/45-8	32,0	6,5	8,0	45,0	0,52	12,1	4,150	6,30	0,0415		
ОЛ 32/45-10			10,0		0,65		5,200	7,85	0,0518		

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
										f=50 *гц*	f=400 *гц*
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	ΣP_2	
ОЛ 32/50-8 ОЛ 32/50-10	32,0	9,0	8,0 10,0	50,0	0,72 0,90	12,9	5,700 7,100	9,28 11,60	0,0497 0,0662		
ОЛ 36/56-8 ОЛ 36/56-10	36,0	10,0	8,0 10,0	56,0	0,80 1,00	14,4	8,200 10,200	11,50 14,40	0,0765 0,0952		
ОЛ 40/56-12,5 ОЛ 40/56-16	40,0	8,0	12,5 16,0	56,0	1,00 1,28	15,1	12,500 16,000	15,10 19,30	0,0995 0,1280		
ОЛ 40/64-12,5 ОЛ 40/64-16	40,0	12,0	12,5 16,0	64,0	1,50 1,92	16,3	18,000 24,200	24,40 31,30	0,1620 0,2060		
ОЛ 45/70-16	45,0	12,5	16,0	70,0	2,00	18,05	32,000	36,1	0,2380		
ОЛ 50/70-20 ОЛ 50/70-25	50,0	10,0	20,0 25,0	70,0	2,00 2,50	18,85	39,300 49,000	37,7 47,1	0,2500 0,3120		
ОЛ 50/80-20 ОЛ 50/80-25	50,0	15,0	20,0 25,0	80,0	3,00 3,75	20,4	58,8 73,5	61,2 76,5	0,408 0,510		
ОЛ 56/90-20 ОЛ 56/90-25	56,0	17,0	20,0 25,0	90,0	3,40 4,25	22,9	84,0 105,0	77,8 97,4	0,514 0,640		

Продолжение табл. П2-8

Магнитопровод	Размеры, *мм*				Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Средняя длина магнитной силовой линии, *см*	Площадь сечения стали×площадь окна, *см⁴*	Объем магнитопровода, *см³*	Масса магнитопровода, *кг*	Ориентировочная мощность трансформатора, *ва*	
										f=50 *гц*	f=400 *гц*
	d	a	B	D	$S_{ст}$	$l_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$V_{ст}$	$G_{ст}$	$\Sigma P_{в}$	
ОЛ 64/100-20	64,0	18,0	20,0	100,0	3,60	25,8	116,0	93,0	0,615		
ОЛ 64/100-25			25,0		4,50		145,0	116,0	0,770		
ОЛ 64/100-32			32,0		5,75		185,0	148,0	0,985		
ОЛ 70/110-32	70,0	20,0	32,0	110,0	6,40	28,3	247,0	181,0	1,200		
ОЛ 70/110-40			40,0		8,00		308,0	226,0	1,500		
ОЛ 80/128-32	80,0	24,0	32,0	128,0	7,68	32,6	386,0	250,0	1,670		
ОЛ 80/128-40			40,0		9,60		483,0	313,0	2,080		
ОЛ 90/140-40	90,0	25,0	40,0	140,0	10,0	36,1	635,0	361,0	2,390		
ОЛ 100/160-32	100,0	30,0	32,0	160,0	9,6	40,8	755,0	392,0	2,670		
ОЛ 100/160-40			40,0		12,0		945,0	490,0	3,240		

Примечания: 1. Масса магнитопровода для трансформаторов питания рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм*; для магнитных усилителей—для ленты толщиной 0,08 *мм*. Плотность стали—7,65 *г/см³* (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст}=G_{ст.табл}\frac{k_{ст}}{0,9}$ (для трансформаторов питания) и $G_{ст}=G_{ст.табл}\frac{k_{ст}}{0,85}$ (для магнитных усилителей), где $k_{ст}$—коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

2. Мощность трансформатора рассчитана из условия среднеобъемного превышения температуры, равного 50°С.

Ленточные магнитопроводы типа ТЛ для трехфазных трансформаторов

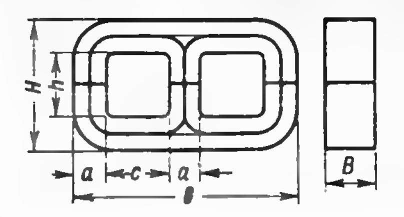


Таблица П2-9

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины		
							Площадь сечения магнитопровода, *см²*	Площадь сечения стали× ×площадь окна, *см⁴*	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*в*	*c*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$G_{ст}$
ТЛ 5×10-14		14			24			0,49	0,046
ТЛ 5×10-16		16			26			0,56	0,048
ТЛ 5×10-18	5	18	14	43	28	10	0,5	0,63	0,051
ТЛ 5×10-21		21			31			0,73	0,054
ТЛ 5×10-24		24			34			0,84	0,058
ТЛ 6,5×10-16		16			29			0,83	0,069
ТЛ 6,5×10-18		18			31			0,93	0,072
ТЛ 6,5×10-20	6,5	20	16	51,5	33	10	0,65	1,04	0,075
ТЛ 6,5×10-23		23			36			1,20	0,080
ТЛ 6,5×10-26		26			39			1,35	0,085
ТЛ 8×12,5-18	8	18			34			1,62	0,122

Продолжение табл. П2-9

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины		
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Площадь сечения стали×площадь окна, *см*⁴	Масса магнитопровода, *кг*
	a	*h*	*c*	*C*	*H*	*B*	$S_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$G_{ст}$
ТЛ 8×12,5-21		21			37			1,89	0,128
ТЛ 8×12,5-24	8	24	18	60,0	40	12,5	1,0	2,16	0,134
ТЛ 8×12,5-28		28			44			2,52	0,144
ТЛ 8×12,5-32		32			48			2,88	0,154
ТЛ 10×16-20		20			40			3,20	0,220
ТЛ 10×16-23		23			43			3,68	0,230
ТЛ 10×16-26	10	26	20	70,0	46	16	1,6	4,16	0,240
ТЛ 10×16-31		31			51			4,96	0,260
ТЛ 10×16-36		36			56			5,76	0,280
ТЛ 12,5×20-25		25			50			7,80	0,430
ТЛ 12,5×20-29		29			54			9,05	0,450
ТЛ 12,5×20-33	12,5	33	25	87,5	58	20	2,5	10,3	0,480
ТЛ 12,5×20-38,5		38,5			63,5			12,0	0,520
ТЛ 12,5×20-44		44			69			13,75	0,570
ТЛ 16×25-32		32			64			20,5	0,970
ТЛ 16×25-37		37			69			23,7	1,020
ТЛ 16×25-42	16	42	32	112,0	74	25	4,0	26,9	1,070
ТЛ 16×25-49		49			81			31,4	1,145
ТЛ 16×25-56		56			88			35,9	1,220
ТЛ 20×32-40		40			80			51,2	1,770
ТЛ 20×32-47		47			87			60,1	1,870
ТЛ 20×32-54	20	54	40	140,0	94	32	6,4	69,0	1,970

Магнитопровод	Размеры, *мм*						Справочные величины		
							Площадь сечения магнитопровода, *см*²	Площадь сечения стали× ×площадь окна, *см*⁴	Масса магнитопровода, *кг*
	a	h	c	C	H	B	$S_{ст}$	$S_{ст}S_{ок}$	$G_{ст}$
ТЛ 20×32-62		62			102			79,3	2,095
ТЛ 20×32-70		70			110			89,5	2,220
ТЛ 25×40-50		50			100			125,0	3,42
ТЛ 25×40-58		58			108			145,0	3,62
ТЛ 25×40-66	25	60	50	175	116	40	10,0	165,0	3,82
ТЛ 25×40-77		77			127			192,5	4,08
ТЛ 25×40-88		88			138			220,0	4,34
ТЛ 32×42-64		64			128			262,0	5,60
ТЛ 32×42-74		74			138			303,0	5,95
ТЛ 32×42-84	32	84	64	224	148	40	12,8	344,0	6,30
ТЛ 32×40-97		97			161			397,0	6,70
ТЛ 32×40-110		110			174			450,0	7,10

Примечание. Масса магнитопровода рассчитана для ленты толщиной 0,15 *мм* с плотностью 7,65 *г/см*³ (ГОСТ 9925-61). Масса магнитопровода из ленты другой толщины подсчитывается по формуле $G_{ст}=G_{ст.табл}\frac{k_{ст}}{0,9}$, где $k_{ст}$—коэффициент заполнения сталью, значения которого приведены в табл. 5-4.

Ряд номинальных выходных вторичных напряжений однофазных трансформаторов (ГОСТ 10763-64)

Таблица П3-1

Напряжение, в							
1,0	10,0	100	1 000	0,3	3,15	31,5	315
1,1	11,0	110			3,6	36,0	360
—	—	115			—	—	380
1,2	12,6	127			4,0	40,0	400
1,4	14,0	140			4,5	45,0	450
1,6	16,0	160			5,0	50,0	500
1,8	18,0	180			5,5	55,0	550
2,0	20,0	200		0,6	6,3	63,0	630
2,25	22,5	220			7,1	71,0	710
—	24,0	250			8,0	80,0	800
2,8	27,0	280			9,0	90,0	900

Ряд рекомендуемых напряжений вторичных обмоток трехфазных трансформаторов (по ОСТ4ГО.472.009

Таблица П3-2

Номинальные линейные напряжения и напряжения на отводах, в		
1,25 (1,06; 1,12; 1,19)	12,6 (10,6; 11,2; 11,9)	127 (106; 112; 119)
1,6 (1,36; 1,44; 1,52)	16,0 (13,6; 14,4; 15,2)	160 (136; 144; 152)
2,0 (1,70; 1,80; 1,90)	20 (17; 18; 19)	200 (170; 180; 190)
2,5 (2,12; 2,25; 2,38)	25 (21,2; 22,5; 23,8)	250 (212; 225; 238)
3,15 (2,68; 2,84; 3,00)	31,5 (26,8; 28,4; 30)	315 (268; 284; 300)
4,0 (3,40; 3,60; 3,80)	40,0 (34; 36; 38)	400 (340; 360; 380)
5,0 (4,25; 4,50; 4,75)	50,0 (42,5; 45,0; 47,5)	500 (425; 450; 475)
6,3 (5,35; 5,67; 6,00)	63,0 (53,5; 56,7; 60)	630 (535; 567; 600)
8,0 (6,8; 7,2; 7,6)	80,0 (68; 72; 76)	800 (680; 720; 760)
10,0 (8,5; 9,0; 9,5)	100,0 (85; 90; 95)	1 000 (850; 900; 950)

Литература

1. **Терентьев Б. П.** Электропитание радиоустройств. М., Связьиздат, 1948.
2. **Белопольский И. И.** Источники питания радиоустройств. М., «Энергия», 1971.
3. **Петров Г. Н.** Электрические машины. Ч. I. М., Госэнергоиздат, 1956.
4. **Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиров С. В.** Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. М., Госэнергоиздат, 1961.
5. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
6. **Бертинов А. И., Кофман Д. В.** Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. М., «Энергия», 1970.
7. **Бамдас А. М., Савиновский Ю. А.** Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1969.
8. **Бамдас А. М., Савиновский Ю. А.** Дроссели фильтров радиоаппаратуры. М., «Советское радио», 1962.
9. **Бамдас А. М., Савиновский Ю. А.** Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1966.
10. **Кифер И. И.** Характеристики ферромагнитных сердечников. М., «Энергия», 1967.
11. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Одновентильный двухполупериодный магнитный усилитель. — «Автоматика и телемеханика», 1962, № 12.
12. **Бамдас А. М., Савиновский Ю. А., Шапиро С. В., Фролова Э. С.** Оптимальное значение коэффициента обратной связи для управляемых дросселей. В кн. — «Аналоговые магнитные элементы». М., «Наука», 1968.
13. **Белопольский И. И., Пикалова Л. Г.** Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М., Госэнергоиздат, 1963.
14. **Бальян Р. Х.** Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971.
15. **Ткачев А. А.** и др. Устройства электропитания мощных радиосистем. М., «Энергия», 1972.
16. **Норденберг Г. М.** Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1970.
17. **Каретникова Е. И., Теснек Ю. И.** Конструкции трансформаторов для радиоэлектронной аппаратуры. — Труды ЦНИИПИ, 1966.
18. **Дульнев Г. Н.**, Теплообмен в радиоэлектронных устройствах. Л., Госэнергоиздат, 1963.

19. **Каретникова Е. И.** Теоретические и экспериментальные исследования тепловых и электрических режимов силовых трансформаторов малой мощности и основы их проектирования. Канд. диссертация. МЭИ, 1968.

20. **Бландова Е. С., Тыщенко В. И.** Тепловой расчет низковольтных трансформаторов питания радиоэлектронной аппаратуры. — «Электронная техника», 1967. Серия 9. Радиокомпоненты. Вып. 6.

21. **Ермолин Н. П.** Расчет трансформаторов малой мощности. М., «Энергия», 1969.

22. **Бальян Р. Х.** Падение напряжения в трансформаторах и выбор оптимального соотношения плотностей токов в обмотках. — «Вопросы радиоэлектроники», 1964. Сер. 12. Общетехническая. Вып. 34.

23. **Васютинский С. Б.** Вопросы теории и расчета трансформаторов. М., «Энергия», 1970.

24. **Тихомиров П. М.** Расчет трансформаторов. М., «Энергия», 1968.

25. **Петров Г. Н.** Расчет рассеяния обмоток трансформатора при произвольном их расположении на сердечнике. — «Бюллетень ВЭИ», № 5, 1934.

26. **Петров Г. Н.** К теории расчета индуктивности рассеяния трансформаторов. — «Электричество», 1948, № 3.

27. **Петров Г. Н.** Расчет индуктивных параметров рассеяния микротрансформаторов. — Труды МЭИ, Электромеханика. Вып. 38, 1962.

28. **Русин Ю. С.** Расчет электромагнитных систем. М., «Энергия», 1968.

29. **Аскеров Д. С.** Исследование и расчет тороидальных трансформаторов малой мощности. Канд. диссертация. АзИнефтехим, 1967.

30. **Любчик М. А.**, Расчет и проектирование электромагнитов постоянного и переменного тока. М., Госэнергоиздат, 1959.

31. **Гельман М. З., Русин Ю. С.** Расчет потерь в изоляции высоковольтных трансформаторов. — «Электронная техника». Серия 9. Радиокомпоненты. Вып. 7, 1970.

32. **Гольдштейн Е. И.** Некоторые вопросы оптимального проектирования и расчета сглаживающих дросселей. Канд. диссертация. ТПИ, 1964.

33. **Буль Б. К.** Основы теории и расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1964.

34. **Пеккер И. И.** Расчет индуктивности электромагнитов с ярмом и якорем Ш- и П-образной формы. — Изв. вузов, Электромеханика, № 10, 1964.

35. **Макаров В. Л., Шнаревич Д. И.** Динамика трехфазных магнитных усилителей. Библиотека по автоматике. М., «Энергия», 1970.

36. **Дусавицкий Ю. Я.** Магнитные стабилизаторы постоянного напряжения. Библиотека по автоматике. М., «Энергия», 1970.

37. **Белопольский Н. И.** и др. Проектирование источников электропитания радиоаппаратуры. М., «Энергия», 1967.

СОДЕРЖАНИЕ

Исай Ильич Белопольский
Екатерина Ивановна Каретникова
Лилия Григорьевна Пикалова

Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности

Редактор *В. С. Кирдода*
Редактор издательства *Б. М. Васильев*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Корректор *И. А. Володяева*

Сдано в набор 8/XII 1972 г. Подписано к печати 16/VIII 1973 г.
Т-11196 Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 21 Уч.-изд. л. 21,89
Тираж 20 000 экз. Зак. 1485 Цена 1 р. 21 к.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

[illegible] 21 коп.